radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung für eine elektronische Belichtungsuhr

PREIS DM 2,00 · 11. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
SEPTEMBER 1962
17



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl.oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj“, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura“ Könyv és hirlap külkereskedelmit vállala., P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



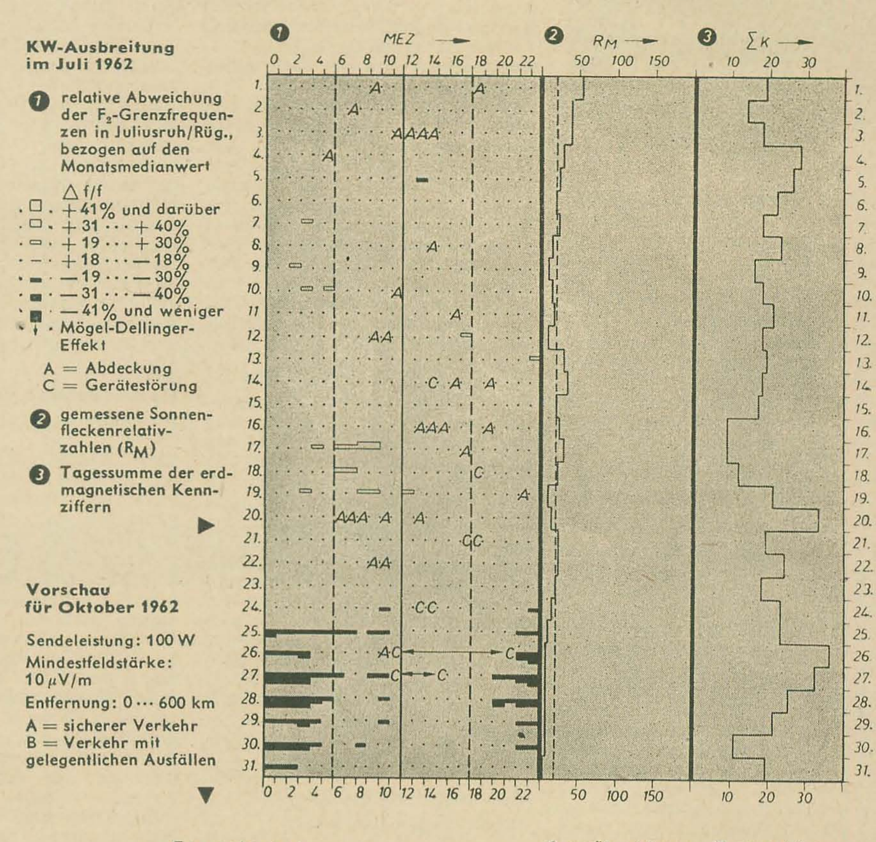
Titelbild:

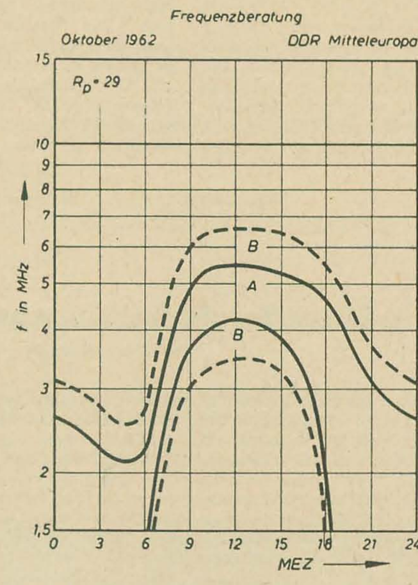
Prominente von Film und Funk bei einer „musikalischen" Diskussion an der Schallplattenbar in dem DEFA-Film „Revue um Mitternacht". Der Beitrag auf Seite 524 gibt Ihnen einen Einblick in die Probleme, die bei Musikaufnahmen auftreten.

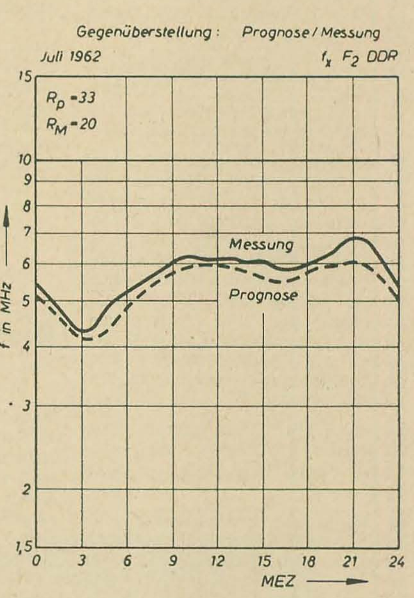
Foto: DEFA – Blümel

Die KW-Ausbreitung im Juli 1962 und Vorschau für Okt. 1962

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin







Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Bauanleitung: Ein NF-Vielfachprüfgerät für den Amateur
- Perspektivische Darstellung von Oszillogrammen
- Der prinzipielle Aufbau von Fernsehsendern
- XXXI. Internationale Messe Poznan 1962
- Ein Universalfernsehservicegerät in Bausteinweise
- Die eisenlose Endstufe und ihre Anwendung



▼ **Vom Betrieb KEMZ in Moskau** wird das Farbhelligkeitsmeßgerät „CJa-1" gefertigt, das für Helligkeitsmessungen bei Farbaufnahmen in der Natur sowie im Studio bestimmt ist. Der Raumwinkel der gemessenen Farbfläche beträgt 1°, die Meßbereiche des Gerätes sind 1200 asb, 12 000 asb und 120 000 asb. Im Gerät sind u. a. ein Bi-Cs-Fotoelement, Farbfilter und ein Röhrenverstärker enthalten. Das Meßgerät selbst, das auch für Schwarz-Weiß-Aufnahmen benutzt werden kann, hat ein Gewicht von 4 kp.

▼ **Zum Beitrag „Ursachen von Spannungsdurchschlägen an Kondensatoren".** Herr Winkler vom VEB Kondensatorenwerk Görlitz bittet, ausdrücklich darauf hinzuweisen, daß es sich in den Ausführungen in radio und fernsehen 14 (1962, S. 439, seinerseits nicht um einen abschließenden Standpunkt handelt, sondern um eine zwischenzeitliche Ergänzung, da die Untersuchungen noch andauern, und daß sein Beitrag nicht als Diskussionsgrundlage zu einer Entgegnung von Herrn Welzel gedacht war, wie es irrtümlich von der Redaktion angenommen wurde. Die Untersuchungen werden fortgeführt. Nach Abschluß derselben werden wir darüber berichten.

▼ **Mit einer Genauigkeit** bis auf zwei Tausendstel Sekunden in 24 Stunden geht eine Transistoruhr, die im Institut für Radiotechnik und Elektronik der Tschechoslowakischen Akademie der Wissenschaften konstruiert wurde. Diese Uhr ist weitaus präziser als die genauesten Schiffschronometer und wird vor allem für astronomische und geophysikalische Messungen verwendet werden.

▼ **Einen TV-Empfänger mit 69er Bildröhre** brachte Grundig für Gastwirtschaften, Schulen usw. heraus.

▼ **Eine mit Transistoren bestückte Energiequelle** für Elektrokardiografen (EKG) hat der Geraer Ingenieur Otto Clemen entwickelt. Das neue Gerät ersetzt die teuren Anodenbatterien, die nur eine kurze Lebensdauer haben.

▼ **Berichtigung:** Im Heft 9 (1962), S. 291, muß Gleichung (13) richtig heißen:

$$C = \frac{N_n}{\omega U_n^2} \sqrt{\frac{p}{1-p}}$$

Im Heft 14 (1962), S. 445, wiesen wir darauf hin, daß die Literaturstelle aus den Tungsram Technischen Mitteilungen vom Institut für Halbleitertechnik als Fotokopie bezogen werden kann. Diese Mitteilung entspricht leider nicht den Tatsachen, und wir bitten, von entsprechenden Bestellungen an das Institut abzusehen.

Eine elektronische Kopieranlage

wurde in der UdSSR konstruiert. Sie ermöglicht es, automatisch kontrastvolle Negative (mit max. Ausnutzung von Einzelheiten in den hellen sowie dunklen Stellen des Negativs) zu kopieren.

Das Negativ wird mit Hilfe eines Katodenstrahlabtasters (mit der Röhre 35 LK 2 B) zeilenweise abgetastet. Das durch das Negativ durchkommende Licht fällt auf einen Sekundär-Emissions-Vervielfacher (FEU 19 M), dessen Signal verstärkt zur Katode des Katodenstrahlabtasters geleitet wird. Dadurch wird beim Kopieren von hellen Stellen die Beleuchtungsstärke vermindert und umgekehrt. Der Gesamtkontrast des Bildes sinkt, aber die Kontraste und Einzelheiten der Bilddetails werden verbessert.

In der Anlage wird eine Integrierschaltung und ein Verstärker mit 60facher Verstärkung und einem Frequenzbereich von 30 Hz ... 40 kHz angewendet. Die Bildgröße des Positivs ist 180 × 180 mm, die max. optische Dichte des Negativs kann 2,0 betragen.

Die Anlage dient insbesondere zur Auswertung von kontrastreichen Luftbildern, Bildern der der Erde abgewendeten Mondseite und Bildern, die mittels breitwinkliger Objektive aufgenommen wurden. Die Abmessungen der Anlage sind 1300 × 640 × 650 mm, und das Gewicht beträgt 60 kp.

Moskauer Verbundnetz automatisch gesteuert

Mehr und mehr werden in der Sowjetunion elektronische Rechenautomaten zur Regelung und Steuerung bestimmter Anlagen und Prozesse eingesetzt. Ein eindrucksvolles Beispiel dafür ist die automatische Steuerung des Moskauer Verbundnetzes, das die 1000 km entfernt liegenden Kraftwerke von Kuibyschew und Wolgograd einschließt. Von den Meßinstrumenten der Kraftwerke bekommt der Automat den jeweiligen Bedarf mitgeteilt. Daraus errechnet er, welche Leistung jedes Werk liefern muß und wie das Verbundnetz zu schalten ist, damit das wirtschaftlichste Ergebnis erreicht wird.

In der Sowjetunion wurde unter anderem auch ein Automat entwickelt, mit dem man für jeden Ort einer Eisenbahnstrecke berechnen kann, um wieviel Uhr, mit welcher Geschwindigkeit ein Zug diese Stelle passieren kann. Dadurch kann man die günstigste Fahrgeschwindigkeit der Züge auf den einzelnen Strecken berechnen und besser den günstigsten Fahrplan finden.

Piratensender funken in der Nordsee

Zwei Piratensender, die sich in der Nordsee etabliert haben, beschäftigen gegenwärtig die Regierungen von England, Schweden, Holland und Dänemark, schreibt die „Volksstimme", Wien, Die Sender sind auf verankerten Schiffen untergebracht und befinden sich im internationalen Gewässer, unterstehen also nicht den Behörden irgendeines Staates, sondern nur dem internationalen Recht. Der erste Sender wurde in Öresund vor Stockholm eingerichtet, der zweite vor der Küste Hollands. Ein dritter Sender vor der englischen Küste strahlt bereits Versuchssendungen aus und wird demnächst das ständige Programm beginnen. Die Sender werden von einigen geschäftstüchtigen Managern auf kommerzieller Basis geführt. Sie bringen fast nur Unterhaltungsmusik, dazwischen kurze Nachrichten- und Unterhaltungssendungen. All das wird mit Werbedurchsagen gemixt, nach dem Vorbild der amerikanischen Radiostationen, die ja durchweg privat sind und keine Hörergebühr erhalten, sondern durch die Reklame finanziert werden.

Die Piratensender bezeichnen sich als völlig frei und unabhängig. Da sie auch keine Steuern und keine Honorare an die Autoren, Komponisten, Sänger, Musiker usw. der von ihnen verwendeten Schallplatten zahlen und wegen dieser Beschränkung auf Schallplatten sehr billig arbeiten können, sind sie ein phantastisches Geschäft. Ihre Spesen sind minimal: Ein ausgedientes Schiff, ein nicht allzu starker Sender, ein paar Mann, die die auf dem Schiff anfallenden Arbeiten bewältigen, und drei oder vier Mann zur Bedienung des Senders; mehr braucht man nicht, um Schallplatten aufzulegen, Sendungen anderer Stationen auf Band aufzunehmen und zu verwerten und die Reklamedurchsagen zu machen. Da die illegalen Sender eine Reihe internationaler Vereinbarungen brechen — Verteilung der Wellenlängen, Schutz des Urheberrechts usw. — hat der Verkehrsminister im dänischen Parlament einen Gesetzentwurf eingebracht, der die Regierung verpflichtet und ermächtigt, die Einhaltung internationaler Vereinbarungen durch alle dänischen Staatsbürger zu erzwingen.

Nun hat sich aber herausgestellt, daß im dänischen Parlament keine einheitliche Auffassung herrscht. Die Konservativen haben sich zwar von den Piratensendern distanziert, gaben aber gleichzeitig bekannt, daß sie einen Gesetzentwurf unterbreiten würden, der dem Staatsmonopol des Rundfunks ein Ende setzen und den Betrieb von Sendern auf kommerzieller Basis genehmigen soll. Womit die Piratensender weiterhin unbehelligt bleiben könnten.

Bisher größter Erfolg im bemannten Weltraumflug

Vom 12. August bis zum 15. August 1962 kreisten zwei sowjetische bemannte Raumschiffe, Wostok III und Wostok IV, auf gemeinsamer Bahn um die Erde. Beide Piloten standen nicht nur mit Funkstationen auf der Erde, sondern auch untereinander in unmittelbarer Verbindung. Der Zweck des Starts zweier Raumschiffe bestand darin, experimentelle Angaben über die Möglichkeiten einer unmittelbaren Verbindung zwischen zwei Raumschiffen zu erhalten, koordinierte Handlungen zweier Raumflieger zu erzielen und die Wirkung gleichartiger Raumflugbedingungen auf den menschlichen Organismus zu überprüfen.

Wostock III

Am 11. August 1962 erfolgte der Start der Wostok III. An Bord befand sich der Major Andrijan Grigorjewitsch Nikolajew. Die Daten der Flugbahn: Umlaufzeit 88,2 min; Apogäum 227,6 km; Perigäum 176,7 km; Neigung der Flugbahn zur Äquatorebene 64° 59′′. Nikolajew gab seine Berichte auf den Frequenzen 20,0006 und 143,625 MHz. Im Raumschiff arbeitete außerdem ein Sender auf der Wellenlänge 19,995 MHz.

Die Aufgabe von Wostok III war es u. a., die Arbeitsfähigkeit des Menschen unter den Bedingungen der Schwerelosigkeit zu erforschen. So bewegte sich Nikolajew teilweise frei in der Kabine.

Wostock IV

Während die ganze Welt noch voll Bewunderung auf Wostok III blickte, startete am 12. August 1962 Oberstleutnant Pawel Popowitsch im Raumschiff Wostok IV zum Flug um die Erde. Den Aufgaben entsprechend erfolgte der Start in einer Zeit, in der sich Wostok III noch im Fluge befand. Hier die Daten der Flugbahn von Wostok IV, die minimal von denen der Wostok III abweichen: Umlaufzeit 88,3 min; Apogäum 234,8 km; Perigäum 177,9 km; Neigung der Flugbahn zur Äquatorebene 64° 57′′.

Mit äußerster Präzision wurde dieser erste Gruppenflug in den Kosmos durchgeführt, und planmäßig erfolgte die Landung der Weltraumschiffe Wostok III und Wostok IV am 15. August 1962 nach 71stündigem gemeinsamem Flug um unseren Planeten südlich der Stadt Karaganda (Kasachische SSR).

Der Kosmonaut Nikolajew hatte damit den Rekord vollbracht, 95 Stunden, also fast vier Tage, mit der Wostok III die Erde 64mal zu umkreisen. Er legte dabei 2,6 Mio km zurück. Wostok IV brachte es in den 71 Stunden auf über 48 Erdumkreisungen und auf eine Flugstrecke von etwa 2 Mio km.

Alle Systeme und Aggregate sowie wissenschaftliche Apparate an Bord arbeiteten vom Start bis zur Landung störungsfrei.

Durch den Gruppenflug sind Angaben von großem wissenschaftlichem und technischem Wert gewonnen worden, die für die weitere Erschließung des Weltraums und für die Flüge zu anderen Planeten und Welten außerordentliche Bedeutung haben.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

11. JAHRGANG · 1. SEPTEMBERHEFT 17 1962

Spezialisierung kontra Sonderbauelemente?

Anläßlich eines Besuches im WTZ Technische Keramik Hermsdorf, Außenstelle Teltow, mußten wir feststellen, daß die technisch-wissenschaftlichen Mitarbeiter dieses Zentrums große Sorgen haben, die sich aus der Unklarheit über die Weiterführung ihrer wissenschaftlichen Arbeit ergeben.

Im Augenblick gibt es in dem Industriezweig Nachrichtentechnik auch an anderen Stellen Sorgen um die Perspektive, übrigens auch um Fragen der persönlichen Weiterentwicklung. Sie ergeben sich aus den Problemen der Profilierung unserer Industrie, d. h. der Abstimmung unserer Entwicklung und Produktion mit der der anderen Länder im Rat für gegenseitige Wirtschaftshilfe. Es herrscht jedoch Übereinstimmung darüber, daß diese Abstimmung — trotz der komplizierten Probleme, die sie aufwirft — durchgeführt werden muß. Sie bringt eine Arbeitsteilung im internationalen Rahmen mit sich, die im Endeffekt zu einem wesentlich höheren Wirkungsgrad in Forschung, Entwicklung und Produktion führen wird.

Die Sorgen in Teltow jedoch haben nichts mit dieser Profilierung zu tun. Sie entspringen dem Versuch der VVB Technische Keramik, die Spezialisierung in einer Weise weiterzutreiben, die mit Recht problematisch erscheint. Wenn die Weisungen des Hauptdirektors der VVB an den Leiter der Außenstelle, Herrn Dr. Henniger, in ihrer ursprünglichen Form durchgeführt werden müßten, so würde das bedeuten, daß bis Ende dieses Jahres die gesamte Entwicklung und Sonderfertigung von Ferriten von Teltow in den VEB Keramische Werke Hermsdorf verlagert werden müßte. Wir wissen, daß sich andere Regierungsstellen: Volkswirtschaftsrat, Forschungsrat usw., eingeschaltet haben und weitere Besprechungen angesetzt sind. Es ist also durchaus möglich, daß sich bis zum Erscheinen dieses Artikels die Anweisungen der VVB Technische Keramik etwas verändert haben. Trotzdem halten wir es nicht für überflüssig, zu diesem Problem, das von allgemeiner Bedeutung ist, etwas zu sagen.

Es ist hier weder der Platz noch am Platze, die Leistungen des WTZ Technische Keramik, Außenstelle Teltow, auf dem Gebiete der Ferriteentwicklung darzustellen. Für unsere Argumentation ist ausschlaggebend, daß in Teltow eine Sonderfertigung läuft, die in jeder Weise versucht, den Wünschen der auftraggebenden Institute bzw. der betrieblichen Forschungs- und Entwicklungsstellen gerecht zu werden. Das sieht in der Praxis so aus, daß z. B. der VEB Fernmeldewerk Leipzig acht verschiedene Ferrithalbzeuge in einer Gesamtstückzahl von 1500 Stück erhielt. Mehr als 15 Institute und F/E-Stellen erhielten in den Jahren 1961 und 1962 im ganzen 2200 Stück Mikrowellenferrite für kleine und große Leistungen im 1-cm-, 3-cm-, 5-cm-, 7-cm- und 10-cm-Gebiet. Diese Mikrowellenferrite und Mikrowellengranate wurden teils als Muster, teils aber auch auf Bestellung der Verbraucher abgegeben, wobei den sehr unterschiedlichen Wünschen der Geräteentwickler in bezug auf Form und Abmessungen der Mikrowellenferrite Rechnung getragen wurde.

Aber es gibt auch andere Stückzahlen. So erhielten sechs Institute und F/E-Stellen im ganzen 250000 Rechteckferrite mit jeweils speziellen Eigenschaften. Nach dieser wirklich als „großtechnisch" zu bezeichnenden Versuchsfertigung wurden die Fertigungsunterlagen dem VEB Keramische Werke Hermsdorf übergeben.

Das WTZ Technische Keramik, Außenstelle Teltow, ist der einzige Betrieb, nicht nur in der DDR, sondern wahrscheinlich im gesamten Bereich des RgW, in dem Mikrowellengranate hergestellt werden. Uns ist als einzige andere Bezugsquelle nur die USA bekannt. Durch die Fertigung in Teltow wird die DDR gegenüber störenden Einflüssen aus dem westlichen Ausland auf den Gebieten der Mikrowellenferrite und Mikrowellengranate im wesentlichen unempfindlich gemacht. Dabei belaufen sich die Preise in Teltow von 4,30 ··· 276,— DM, die vergleichbaren Preise, die die amerikanische Firma Motorola in einem Prospekt angibt, bewegen sich von 13,50 ··· 204 Dollar.

Ist es sinnvoll, diese Entwicklung und vor allem diese variantenreiche Klein- und Kleinstfertigung in einen Großbetrieb zu verlagern? Kann es von dem Großbetrieb — dessen Aufgabe es ist, Großserien zu fertigen — fairerweise verlangt werden, derartige Klein- und Kleinstserien technologisch zu meistern? Wie soll der Großbetrieb — bei seiner völlig andersartigen Struktur — die günstigen ökonomischen Ergebnisse von Teltow erreichen? Wird nicht das praktisch unausbleibliche Resultat — und diese Besorgnis ist der Grund für unseren Artikel — darin bestehen, daß der Großbetrieb diese Klein- und Kleinstserien vernachlässigt und ihre Fertigung schließlich ganz einstellt bzw. gar nicht erst aufnimmt? Haben wir nicht derartige Erfahrungen schon in genügendem Maße gemacht?

Es ist vielleicht nicht überflüssig, noch einmal daran zu erinnern, was Spezialisierung nicht ist und was sie ist. Spezialisierung bedeutet nicht, alles, was Ferrit heißt, in einem Betrieb zu konzentrieren. Spezialisierung ist die Ausrichtung der Produktion eines Betriebes auf so wenige Produkte wie möglich (oder sogar nur auf bestimmte Bauteile oder Arbeitsgänge eines Produktes). Zur Spezialisierung gehört die Kooperation. Erst aus der Kooperation mehrerer spezialisierter Betriebe ergibt sich eine bestimmte Produktion, z. B. die Vielfalt der Ferrite, oder ein bestimmtes Endprodukt, z. B. ein Fernsehempfänger. Wenn Kanalwähler im Werkteil Halle des VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt, Bandfilter im VEB Elektrophysikalische Werkstätten Neuruppin und gedruckte Leiterplatten im VEB Elektrogerätewerk Gornsdorf hergestellt werden und die VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt und RAFENA-Werke Radeberg praktisch „nur" noch Montagebetriebe sind, so ist das eine wirklich konsequent durchgeführte Spezialisierung.

Das Ziel der Spezialisierung ist bekanntlich die Erreichung hoher Stückzahlen, die in großen Serien mit hohen Losgrößen gefertigt werden können. Damit ist die Spezialisierung nicht nur eine Frage der Bereinigung des Sortiments, sondern auch der Bereinigung der Technologie (Spezialisierung nach dem technologischen Prozeß). Ein Betrieb mit vorwiegend Großserienfertigung sollte versuchen, alle Produkte, die nur in Klein- oder Kleinstserien gefertigt werden können, wie eben Sonderbauelemente mit „krummen" Werten oder Spezialforderungen bezüglich Toleranz o. dgl. oder Spezialferrite usw., aus seiner Produktion abzustoßen.

Aus diesen ökonomischen Einsichten ergibt sich unseres Erachtens das Gegenteil der Absichten der VVB Technische Keramik. Wenn es die Wissenschaftlichen Industriebetriebe und die WTZ mit angeschlossener Sonderfertigung noch nicht gäbe, sollte man sie erfinden.

Wenn jedoch eine VVB aus bestimmten Gründen einen derartigen Beschluß fassen bzw. aufrecht erhalten muß, so schuldet sie der technisch-wissenschaftlichen Öffentlichkeit den Nachweis, daß durch die von ihr getroffenen Maßnahmen keinerlei Unterbrechung oder Zeitverlust in der Entwicklung und Sonderfertigung der verlagerten Produkte eintreten. Für diesen Nachweis genügt nicht ein Protokoll oder eine ähnliche papierne Erklärung; er sollte vor einem Forum erbracht werden, das sich aus Vertretern der als Verbraucher betroffenen Betriebe und Institute sowie des entsprechenden Arbeitskreises des Forschungsrates zusammensetzt, z. B. einem Fachausschuß der KDT. Es steht zuviel auf dem Spiel.

Schäffer

Allgemeines über monofone elektroakustische Aufnahmen mit mehreren Mikrofonen

Es mag vielleicht ungewöhnlich erscheinen, in einer Zeit, in der die Stereofonie zunehmend an Bedeutung gewinnt, über monofone Aufnahmemethoden zu sprechen. Jedoch wird man auch dann, selbst wenn Rundfunk und Fernsehen einen festen Programmanteil stereofonisch senden, nicht völlig auf Mono-Aufnahmen verzichten können.
Im folgenden sollen nun polymikrofonisch zu behandelnde Schallereignisse und deren Aufnahmemethoden untersucht werden, weil diese Aufnahmen technisch am schwersten zu behandeln sind und weil darüber hinaus im allgemeinen recht unterschiedliche Auffassungen und Vorstellungen bestehen.

Mikrofonaufstellung für das sog. Große Orchester (Monomikrofonie)

Oberster Grundsatz für die Aufnahme mit großen Orchestern (Sinfonieorchester) sollte sein, möglichst mit einem Mikrofon, das gewöhnlich über dem Kopf des Dirigenten angeordnet ist, auszukommen. Selbstverständlich kann man sich zusätzlich eines sog. Raummikrofons bedienen. Dieses Mikrofon befindet sich außerhalb des Grenzradius

$$r_{gr} = \frac{\text{reflektierter Schall}}{\text{direkter Schall}} = \frac{1}{1},$$

und dessen Modulation wird im entsprechenden Verhältnis der des überwiegend direkten Schall aufnehmenden „Hauptmikrofons" beigemischt. Man kann also zwischen der Modulation des Raummikrofons und der Modulation des Hauptmikrofons beliebig variieren. Erfolgen solistische Darbietungen, können selbstverständlich zusätzliche Mikrofone eingesetzt werden, wobei allerdings streng darauf zu achten ist, daß der Raumeindruck möglichst gleich bleibt. Es darf dabei keinesfalls die Vorstellung entstehen, daß sich der Solist scheinbar in einem anderen Raum befindet. Das Mikrofon soll also nur zur „Heraushebung" des jeweiligen Solisten dienen. Auf keinen Fall dürfen zugunsten des Ausgleichs technischer Mängel klangästhetische Gesichtspunkte (z. B. durch ein zusätzliches Mikrofon für die Holzbläser) verletzt werden. Wenn man auch in dem einen oder anderen Fall eine Besserung erreicht, so ist eine Abhilfe wohl eher von einer raumakustischen Korrektur des jeweiligen Aufnahmesaales zu erwarten.

Aufstellung eines Polymikrofonie erfordernden Klangkörpers bei öffentlichen Veranstaltungen

Wenn man z. B. ein Tanzorchester auf der Bühne betrachtet, so sind die üblichen Melodieinstrumente reihenfolgemäßig Saxophone, Trompeten und Posaunen, von vorn nach hinten gestaffelt, aufgebaut. Daneben befinden sich dann meist die Rhythmusinstrumente (Schlagzeug, Gitarre, Baß und Klavier). Betrachtet man dann eine auf diese Weise entstandene Aufnahme näher, so stellt man vier deutlich erkennbare Mängel fest:

1. Störende Einflüsse, wie sie z. B. durch hustendes Publikum hervorgerufen werden,
2. fehlende Möglichkeiten der Wiederholung bei an sich nicht üblichen, aber doch möglichen musikalischen Fehlern,
3. der Aufbau des Orchesters auf der Bühne geschieht nach optischen, nicht nach akustischen, d. h. aufnahmetechnischen Gesichtspunkten, und
4. die akustischen Eigenschaften des Veranstaltungsraumes werden von dem darin befindlichen Publikum meist negativ beeinflußt, da der Schall hauptsächlich von der Garderobe der Personen absorbiert wird.

Der die Übertragung ausführende Toningenieur bedient sich dann meist technischer Hilfsmittel, um eine optimale Qualität der Wiedergabe zu erreichen.
Ganz anders geschieht die Aufnahme in einem Funkhaus, Filmstudio oder Aufnahmesaal der Schallplattenfirmen. Der Kunde verlangt beim Kauf einer Schallplatte genau wie der Hörer zu Hause am Rundfunkgerät ein Höchstmaß an technischer sowie musikalischer Qualität. Um diese aber zu erreichen, werden andere völlig neue Aufnahmemethoden erforderlich.

Studioaufnahme eines Polymikrofonie erfordernden Klangkörpers

Zunächst wäre zu klären, welche Klangkörper aufnahmetechnisch einer polymikrofonen Behandlung bedürfen.
Das sind Tanzorchester (und analoge Klangkörper wie Combos),
Tanzstreichorchester und
moderne Unterhaltungsorchester.
Der Einfachheit wegen sei in diesem Beitrag nur über die aufnahmetechnische Behandlung des Tanzorchesters (Big-Band) gesprochen. Nur wenn es für einzelne für andere Klangkörper charakteristische Instrumente unumgänglich wird, sei auf die Besonderheiten verwiesen.
Aus der beschriebenen Aufstellung eines Tanzorchesters auf der Bühne ergibt sich nun zwangsläufig, daß es sehr schwer ist, die dynamisch, d.h. in ihrer Lautstärke, recht unterschiedlichen Instrumente entsprechend unseren heutigen ästhetischen Vorstellungen von der Tanzmusik „ausgeglichen" auf den Tonträger zu konservieren. Dazu kommt, daß man aus optischen Gründen (Fernsehübertragung) die Anzahl der Mikrofone, auch wenn es akustisch vertretbar wäre, nicht beliebig erhöhen kann. Daher wird das Orchester im Studio bei der Aufnahme in Gruppen aufgeteilt. Diese Aufteilung des Orchesters in Gruppen gleicher Instrumente hat vor allem den Zweck, fremden Schall, also den Schall, der von den anderen Instrumenten erzeugt wird, von dem betreffenden Mikrofon weitgehend fernzuhalten. Es wäre z. B. bei der beschriebenen Bühnenaufstellung des Orchesters kaum zu verhindern, daß die doch sehr lauten Trompeten über das für die leiseren Saxophone zuständige Mikrofon unkontrollierbar hörbar würden, obwohl der fremde Schall durch den Einsatz von Richtmikrofonen immerhin schon in gewissen Grenzen gehalten werden kann. Ganz abgesehen davon, daß die Gruppentrennung auch noch andere akustische Gründe hat. So wird z. B. die Akustik des Aufnahmesaales durch den Einsatz von Richtmikrofonen und durch den geringen Abstand des Mikrofons von den jeweiligen Gruppen fast völlig ausgeschaltet. Ein entsprechender Raumeindruck wird also in jedem Fall nur künstlich erzeugt.
Die Bühnenaufstellung des Orchesters scheidet also für die Studioproduktion völlig aus. Hierzu kommt noch, daß der Toningenieur (Tonmeister) auf die Klangfarbe, die Klangstruktur der Instrumente in der sog. Effektmusik, wie sie ja die Tanzmusik gegenwärtig ist, Einfluß nehmen muß. Das kann er aber nur, wenn jede der räumlich voneinander getrennten Instrumentengruppen und die Rhythmusinstrumente eigene Mikrofone erhalten. Dabei haben sich Richtmikrofone mit Nierencharakteristik in den meisten Fällen bewährt.
Wir sehen also, daß für eine normale Big-Band-Besetzung wenigstens sechs Mikrofone notwendig sind, die der Toningenieur (bzw. beim Film: Tonmeister) nach den bereits erwähnten für die Tanzmusik üblichen klangästhetischen Gesichtspunkten aussteuern muß. Der Toningenieur macht also im übertragenen Sinne noch einmal Musik, indem er jede der Gruppen entsprechend der in der Partitur verzeichneten Werte in das Klangbild einordnet.
Nachfolgend noch einige Erläuterungen zu einem in der modernen Tanzmusik üblichen Effekt, den Hall.
Keine Aufnahme moderner Tanzmusik wäre ohne diesen Effekt denkbar. Die Erzeugung des Halls ist auf verschiedene Weise möglich:

1. durch Hallraum,
2. durch Hallplatte und
3. durch Magnetton.

Man bedient sich in der Effektmusik hauptsächlich der Hallplatte, die neben einer relativ guten Frequenzlinearität eine variable Nachhallzeit besitzt, was sich besonders bei Trickaufnahmen äußerst bewährt. Die zu verhallende Modulation wird nun vor dem jeweiligen Quellenregler abgegriffen, der Halleinrichtung zugeführt und dann schließlich dem direkten Anteil wieder beigemischt. Das Prinzip ist aus Bild 1 ersichtlich.

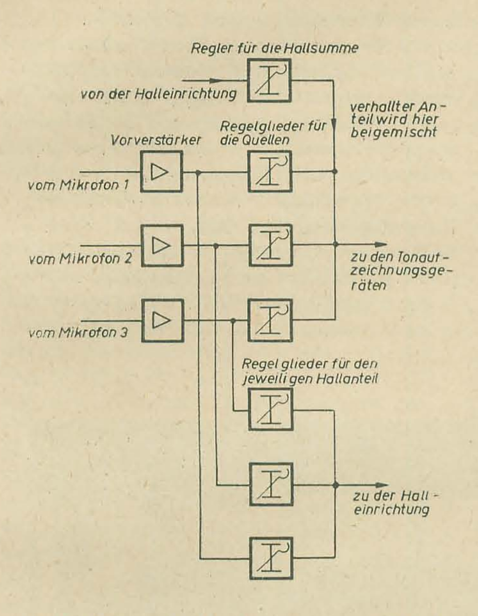


Bild 1: Prinzip der Abnahme der zu verhallenden Modulation und der Beimischung des verhallten Anteils. Die zu verhaltende Modulation wird vor den Quellenreglern abgenommen. Ihr Betrag kann für jedes Mikrofon eingestellt werden.

Natürlich ist es grundsätzlich möglich, jede beliebige Modulation zu verhallen, sei es nun z. B. die Gitarre oder auch für bestimmte Zwecke einmal das Schlagzeug.
In die sog. Hallkette können nun natürlich zusätzlich Filtereinrichtungen und Verzögerungsglieder (z. B. durch Ausnutzung der Bandlaufzeit zwischen Sprech- und Hörkopf bei Magnettonlaufwerken) eingeschaltet werden. Diese Verzögerung wird z. B. oft bei Gitarrenaufnahmen bewußt übertrieben, was völlig neue Klangeffekte bringt. Genau so, wie man mit dem Echolette-Gerät neue klangliche Überraschungen „zaubern" kann. Dieser Effekt äußert sich durch Wiederholung der einmal gegebenen Information bei gleichzeitig verhalltem Abklingen. Richtig eingesetzt, kann man durchaus äußerst wirkungsvolle Klangbilder erzielen.
Obgleich der künstliche Hall ein wesentlicher Bestandteil aller Effektmusikproduktionen ist, so bleibt doch viel zu tun, um das Klangbild entsprechend unseren heutigen klanglich-ästhetischen Vorstellungen zu formen.
So wird nun in jedem der einzelnen Kanäle mittels komplizierter elektrischer Filter auf das Klangbild Einfluß genommen. Es ist heute beinahe so, daß nicht ein einziges Instrument sein natürliches Klangbild behält, und das ist auf keinen Fall ein Nachteil.

Klangfarbe und Filtereinsatz

Wenn das Ohr einen Ton oder Klang wahrnimmt, so ist man fast immer in der Lage, seinen Ursprung anzugeben. Man erkennt die Stimme des Nachbarn und unterscheidet die Türklingel von der des Telefons. Man unterscheidet aber auch zwischen den einzelnen Instrumenten innerhalb des Orchesters, auch wenn alle den gleichen Ton spielen. Man kann dieses Experiment selbst im Konzertsaal beim Stimmen der Instrumente beobachten.
Wenn die Oboe das A gegeben hat, fallen die übrigen Instrumente ein, und sie sind trotz des gleichen Tones weitgehend erkennbar. Man erkennt sie an der Klangfarbe.
Jeder Klang setzt sich aus einer ganz bestimmten Anzahl Frequenzen zusammen, d.h., zu dem Grundton treten Oberschwingungen (Harmonische), die nach Zahl, Amplitude und Frequenz bei den einzelnen Instrumenten unterschiedlich sind, ja ganze Frequenzgruppen werden besonders hervorgehoben. Man spricht in diesem Falle von Formanten. Dazu kommt, daß es durchaus nicht gleichgültig ist, ob eine Saite angestrichen oder durch Blasen eine Luftsäule zum Schwingen gebracht wird (Ein- und Ausschwingvorgänge). Dies alles ist dann schließlich der Grund, warum eine Geige rein tonlich von einer Klarinette zu unterscheiden ist. Ganz ähnlich verhält es sich auch bei der menschlichen Sprache bzw. überhaupt bei tierischen Lautäußerungen. Ein Beispiel hierfür sei die wesentlich schlechtere Erkennbarkeit der menschlichen Sprache am Telefon im Verhältnis zum Original. In der folgenden Tabelle sind einmal einige Zischlautformanten in ihrer Frequenzlage angegeben (nach Crandall) [1].

Ton	Mittlere Dauer in s	Formanten in Hz tiefe	Formanten in Hz hohe
va	0,22	600	3100
fa	0,20	550	3200, 6400
dža	0,17	450	2300, 3400, 5000
tscha	0,08	500, 1500	3200, 4200
šha	0,20	500	3000, 4100
scha	0,17	500	2500, 5000
ša	0,23	500	2500, 5000, 6500
sa	0,23	600	5000, 7500

Auf das jedem Instrument (u. U. auch der Stimme) eigene Klangbild nimmt man nun bei der Effektmusik mittels komplizierter elektrischer Filter Einfluß, die es gestatten, bestimmte Formantgebiete anzuheben oder abzusenken. Oft werden aber auch die dem Grundton nahen Spektren in ihrer Amplitude beeinflußt.
Betrachtet man z. B. das Frequenzspektrum der für das Unterhaltungsorchester wohl unerläßlichen Harfe, so stellt man fest, daß besonders in den tiefen Lagen große Amplituden entstehen, deren Maximum bei einer Frequenz von etwa 210 Hz liegt. Hier wird man also korrigierend eingreifen.
Man tut dies nun nicht mit der Absicht — um bei dem einmal gewählten Beispiel zu bleiben —, um aus einer Geige vielleicht klanglich eine Klarinette machen zu wollen, sondern, weil im Zusammenspiel der Instrumente einmal das Klangbild durchsichtiger wird und zum anderen dies eher unseren Auffassungen moderner Tanzmusik entspricht.
Bei der Vokalmusik bedient man sich der Filter zur Erhöhung der Wortverständlichkeit.

Die Synchronisation, ein Hilfsmittel bei der Aufnahme

Das Wort synchron kommt bekanntlich aus dem Griechischen und bedeutet gleichlaufend, übereinstimmend. In der Tonaufnahmetechnik ist das Wort in seiner reinsten Bedeutung anwendbar, nämlich, wenn ein Solist auf ein bereits vorhandenes Orchesterurband „synchronisiert" werden soll. Zunächst wird das Orchesterurband in bekannter Weise produziert, nur daß man bei der Anlage der in der Partitur verzeichneten dynamischen Werte der Instrumente (piano, forte usw.) bereits den zu synchronisierenden Solisten mit in Betracht zieht.
Dieses Orchesterurband wird nun in einer vorher genau ermittelten, aber relativ geringen Lautstärke, für den Solisten (evtl. über Kopfhörer) deutlich hörbar, in den Aufnahmesaal, in dem das Solistenmikrofon steht, eingespielt und gleichzeitig auf ein anderes Magnettongerät umgeschnitten, d. h. dort wieder aufgenommen. An der lt. Partitur vorgegebenen Stelle setzt der Solist dann ein und wird vom Toningenieur (bzw. Tonmeister) mit dem Orchester in entsprechender Weise dynamisch abgestimmt.
Diese einfache Methode hat noch viele Nachteile. Sie wird jetzt zunehmend durch den Einsatz von Mehrspurmagnettongeräten verdrängt, die es zulassen, jede der einzelnen Instrumentengruppen getrennt aufzunehmen und erst am Schluß zu einer dynamisch abgestimmten Aufnahme zusammenzumischen. Es ist einzusehen, daß gerade die Synchronisation für die Effektmusik große Vorteile bringt. So kann z. B. der Solist zu einem völlig anderem Zeitpunkt zur Aufnahme erscheinen als das Orchester. Ganz abgesehen davon, daß diese Methode auch akustisch und aufnahmetechnisch günstiger ist, wenn man nur einmal die Lautstärke eines Tuttiblechs mit der bescheidenen einer Sängerin vergleicht. Es wäre schwer, die fremde Modulation vom Mikrofon der Sängerin fernzuhalten. Oft kommt es vor, daß eine schwache Stimme auf der Bühne vergeblich gegen eine große Anzahl aus voller Lunge blasender Musiker ankämpfen muß. Mit Hilfe der Synchronisation ist dieses Problem gelöst; schließlich kann man einen Sänger mit sich selbst Duett singen lassen.

Schlußbetrachtung

Zwischen den beiden Extremen (Monomikrofonie für großes Orchester und Polymikrofonie für Tanzorchester) gibt es nun eine Reihe dazwischenliegender Klangkörper, die in ihrer technischen Behandlung entweder zu der einen oder anderen Seite tendieren. Man wird dann von Fall zu Fall entscheiden müssen.

- Taudt -

Literatur

[1] Prof. Dr.-Ing. W. Reichardt: Grundlagen der Elektroakustik; Akademische Verlagsgesellschaft Geest und Portig KG. Leipzig

Stereoverstärker mit Studioqualität Teil 2 und Schluß

HAGEN JAKUBASCHK und KARL-ERNST KITTE

Die Stromversorgung des Verstärkers zeigt Bild 1 (s. H. 16). Die Anodenspannungen der einzelnen Stufen sind in Kaskade gesiebt. Die angegebenen Kapazitäten stellen Mindestwerte dar, die möglichst noch erhöht werden sollten. Dies ist weniger aus Gründen der Brummfreiheit erforderlich — an den Siebkondensatoren steht bereits nur noch eine Brummspannung von etwa 0,1 V — als vielmehr hinsichtlich der Entkopplung gegen tieffrequente Selbsterregung, wie Blubbern und Pumpen des Verstärkers (besonders in Stellung „+" des Tiefenreglers). Sollten hier beim Nachbau derartige Schwierigkeiten in Endstellung des Tiefenreglers auftreten und ist eine nachträgliche Vergrößerung der Siebelkos nicht möglich, so kann notfalls unter Verzicht auf die Übertragung der tiefsten Frequenzen der 10-nF-Koppelkondensator vor den Widerständen R_{3a} und R_{3b} etwas verringert werden, was aber in beiden Kanälen gleichsinnig und um den gleichen Betrag geschehen muß. Hierdurch wird die untere Frequenzgrenze des Verstärkers heraufgesetzt, ohne daß dabei Auswirkungen auf andere Eigenschaften des Verstärkers zu befürchten sind.

Der Netztrafo ist eine übliche Ausführung mit den im Schaltbild angegebenen Daten; ein Selbstbau nach den üblichen Wickelvorschriften ist möglich. Im Mustergerät wurde ein Netztrafo eines 25-W-Kölleda-Verstärkers benutzt. Eine Siebdrossel kann anstelle des 600-Ω-Siebwiderstandes verwendet werden, ist aber nicht unbedingt erforderlich. Sie wurde beim Mustergerät aus Gründen der Gewichtsersparnis vermieden. Der Siebkondensator sollte jedoch nicht kleiner als 200 μF (zweimal 100 μF/350 V parallel) gewählt werden. Der Netzteil weist eine Besonderheit in Form einer Anodenspannungsbegrenzung mit drei in Reihe geschalteten Varistoren(VDR-Widerständen) des Typs „Herwid-S 0,19/200-44" auf. Neben einer gewissen Stabilisierung der Anodenspannung haben diese Widerstände vor allem den Zweck, ein Hochlaufen der Anodenspannung im Einschaltmoment zu vermeiden (das jedoch normalerweise nicht vorkommt, da die EZ 81 eine längere Anheizzeit hat als die übrigen Röhren) bzw. während des Betriebs ein Hochlaufen zu vermeiden, das zu Röhren- und Elkoschäden führen könnte. Beim Mustergerät stieg z. B. die Anodenspannung beim Ziehen beider Endröhren (wobei der Gesamtanodenstrom des Verstärkers von 90 auf etwa 20 mA zurückging) von 250 V auf nur 280 V. Daher konnten im gesamten Gerät für die Anodenspannungssiebung übliche 350-V-Elkos verwendet werden. Die Heizung ist wie üblich mit Entbrummerpotentiometer symmetriert.

Für die Einschaltkontrolle fand eine 24-V-Stecklampe Verwendung, die an einen Abgriff des Netztrafos (Klemmen 220 V und 240 V primär) angeschlossen wurde. Dies geschah lediglich aus Gründen der bestückungsmäßigen Übereinstimmung mit anderen vorhandenen Studiogeräten, ebensogut kann hierfür eine 6-V-Lampe oder eine Glimmlampe benutzt werden. Auf eine besondere Absicherung der Anodenspannung wurde verzichtet.

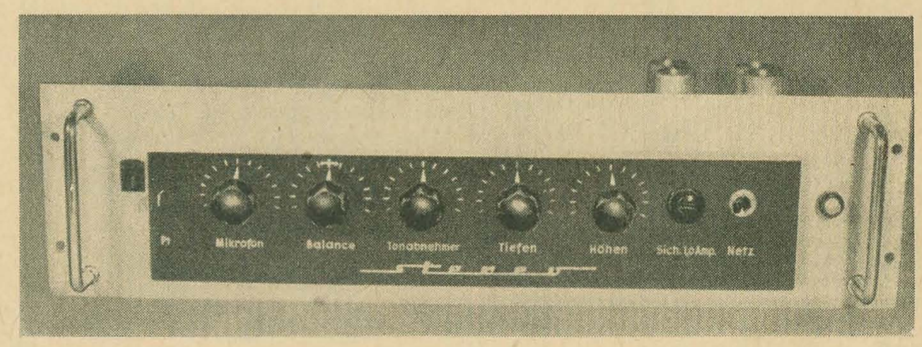


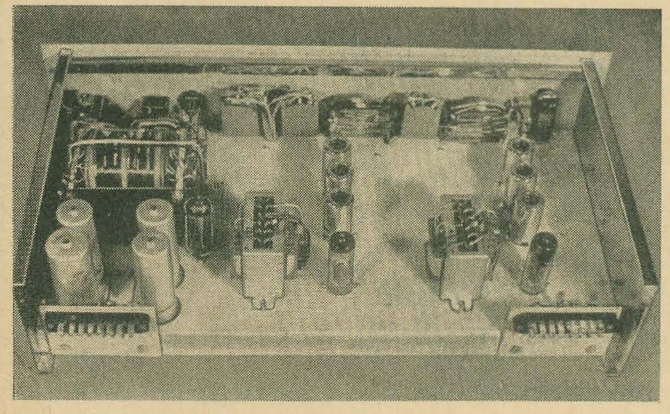
Bild 4: Ansicht der Frontplatte des Stereoverstärkers mit den Bedienungsorganen

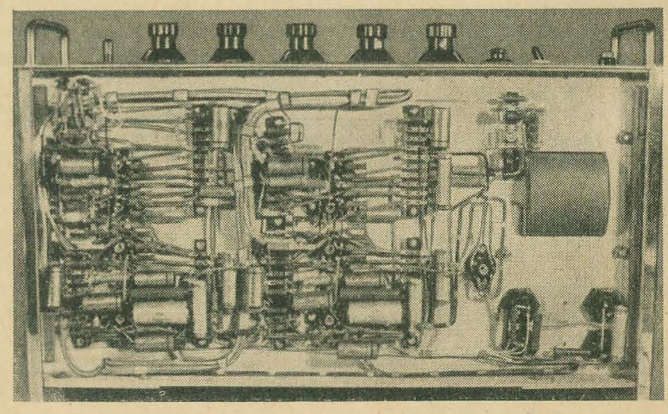
Mechanischer Aufbau

Aufbaumäßig wurde die Form des Gestelleinschubes gewählt (ähnlich Normverstärkereinschub). Bild 3 zeigt den Chassisaufbau des Verstärkers. Es ist erkennbar, daß beide Verstärkerkanäle symmetrisch aufgebaut sind, wie die Anordnung der Röhren zeigt. Neben den Endröhren sind die Ausgangsübertrager sichtbar. Links befindet sich der Netztrafo, davor die Siebelkos der Anodenstromversorgung.

Unmittelbar hinter dem Trafo sitzen die drei VDR-Widerstände, die wegen ihrer nicht unerheblichen Wärmeentwicklung nebeneinander hochkant auf eine Lötleiste montiert wurden. Auf der linken Messeranschlußleiste befinden sich Netzzuleitung und die beiden Lautsprecherleitungen (auf polrichtigen Anschluß für gleichphasigen Betrieb bereits bei der Verdrahtung achten), an der rechten Messerleiste liegen die Eingänge „Mikrofon", „Magnetton/Plattenspieler" und der Steuerausgang. Die zwischen den Eingängen und dem Steuerausgang befindlichen freien Stifte liegen zwecks zusätzlicher Abschirmwirkung auf Masse-Steuerausgang. $Rö_{1...3}$ und $Rö_{5...7}$ sind mit Abschirmkappen abgedeckt, was jedoch nur bei $Rö_1$ und $Rö_5$ erforderlich wäre. Dagegen empfiehlt es sich, die Eingangsmesserleiste rückwärtig mit einer Blechwand abzudecken, um Verkopplung von $Rö_7$ aus zu vermeiden, die unmittelbar dahinter steht.

Bild 4 zeigt die Ansicht der Frontplatte mit den Bedienungsorganen. Links außerhalb des Bedienungsfeldes ist die Einblicköffnung für die Magische Waage (Aussteuerungskontrolle) sichtbar, gleich daneben im Bedienungsfeld sitzt der Pegelton-Druckschalter PT. Es folgt der Eingangsregler P_{1a}, Balanceregler P_2, Eingangsregler P_{1b}, Tiefenregler und Höhen-


Bild 3: Chassisansicht des Stereoverstärkers


Bild 5: Verdrahtung des Stereoverstärkers

regler (P_3 und P_4), dann Netzsicherung, Netzschalter und außerhalb des Bedienungsfeldes die Netzkontrollampe.

Die Verdrahtung des Mustergerätes zeigt Bild 5. Es wurde eine relativ geringe Chassishöhe (30 mm) gewählt, so daß sich eine flache, gedrängte Verdrahtung erforderlich machte. Sie erfolgte auf Lötleisten, die beiderseits der Röhrensockel längs der Verstärkerzüge angeordnet wurden, und zwar möglichst direkt um die Röhrensockel herum. Es gelang dadurch, selbst in den ersten Stufen ($Rö_1$, $Rö_5$), ohne zusätzliche Abschirmungen auszukommen. Abschirmkabel waren nur zu den Eingangsanschlüssen der Messerleiste, dem Steuerausgang, den Eingangsreglern P_1, dem Balanceregler P_2 und den Klangreglern erforderlich, außerdem wurden sicherheitshalber die Anodenleitungen der Endröhren zu den Ausgangsübertragern abgeschirmt verlegt.

Wie Bild 5 zeigt, verlaufen auch die Verdrahtungen beider Kanäle ganz symmetrisch. Alle Widerstände und Kondensatoren wurden so eng wie möglich an die Röhrenanschlüsse herangesetzt, so daß die jeweils „kalten" oder unkritischen Anschlußleisten dieser Teile entsprechend länger bis zu den rechten Lötleisten, auf denen sich vorwiegend Masse- und Plus-Punkte konzentrieren, verlaufen. Links oberhalb des Netztrafos ist auf einer Lötleiste der Schaltkomplex des Pegeltongenerators sichtbar, dessen Einschalttaste an der Frontplatte ganz links zwischen Eingangsregler und Blickfenster der Magischen Waage sitzt.

Besonders hingewiesen sei auf die richtige Wahl der Massepunkte für alle Stufen, von der Fremdspannungsabstand und Übersprechdämpfung entscheidend abhängen. Grundsätzlich erhält jede Stufe ihre Masse am Mittelstift des Sockels der zugehörigen Röhre. Hier kommen alle der Stufe angehörenden Organe an Masse, auch die Siebelkos, die deshalb isoliert gesetzt und in den Stufen, deren Betriebsspannung sie entkoppeln, an Masse gelegt werden müssen. Lediglich der Ladekondensator kommt unmittelbar an Masse, ebenso die Mittelanzapfung der Anodenwicklung des Netztrafos. Alle Mittelstifte der Röhrensockel — mit Ausnahme des Sockels von $Rö_{10}$, deren Mittelstift nicht beschaltet wird — werden mit einem durchgehenden Draht innerhalb ihres Kanales miteinander verbunden. An den Mittelstiften der Endröhren werden beide Kanal-Masseleitungen zusammengefaßt und hier auch Siebelko und Entbrummer an Masse gelegt. Von hier führt dann ein einziger starker Draht zum Chassispunkt, an dem der Ladeelko an Chassis liegt. Die Eingänge und Eingangsregler erhalten ihre Massepotentiale über die Abschirmmäntel der Abschirmkabel (isoliert verlegen) von den Mittelstiften der zugehörigen $Rö_1$ bzw. $Rö_5$. Am Tandemregler dürften also nicht beide Masseanschlüsse der Widerstandsbahnen miteinander einfach verbunden werden! Das gleiche gilt sinngemäß für die Klangregler. Die von den Endröhrenanoden zu den Ausgangsübertragern laufenden Abschirmkabel bringen gleichzeitig die Masseanschlüsse für die Sekundärwicklungen aus der jeweiligen Endstufe mit.

Der Aufbau erfolgte durchweg auf entsprechend abgewinkeltem 3-mm-Hartaluminium. Ein Rahmenprofil nimmt die Chassisplatte und die Frontplatte auf. Für Chassisgrundplatte und -frontplatte geben die Bilder 6 und 7 die erforderlichen Maße an, wie sie für das Mustergerät galten. Sie können nach eigenem Ermessen und den speziellen Gegebenheiten entsprechend variiert werden, jedoch sollte die Grundkonzeption und prinzipielle Anordnung der Einzelteile etwa beibehalten werden, da sie sich als günstigste Lösung aus einer Reihe von Vorversuchen herausgestellt hat.

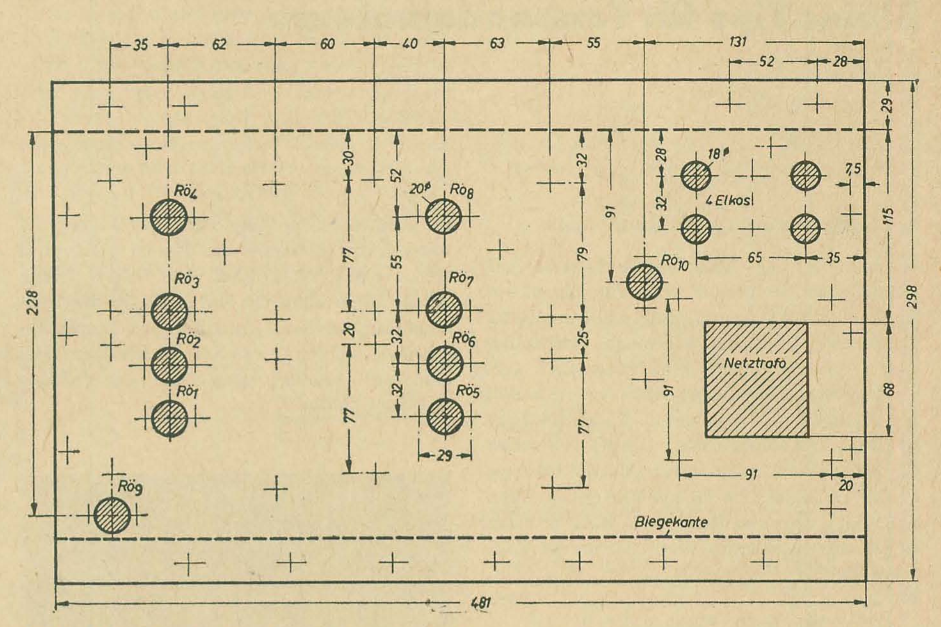


Bild 6: Maßskizze der Chassisgrundplatte für den Stereoverstärker

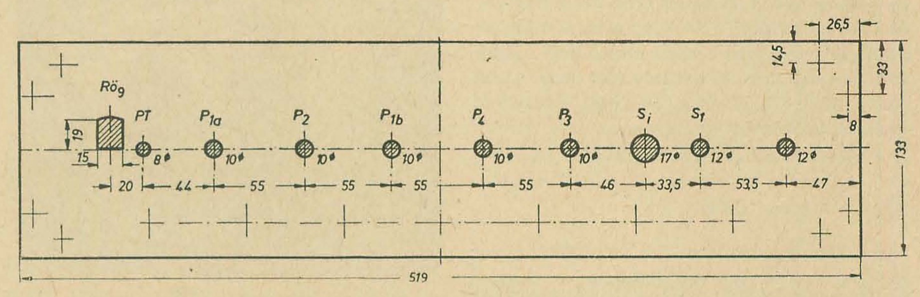


Bild 7: Maßskizze für die Frontplatte des Stereoverstärkers

Inbetriebnahme

Die Inbetriebnahme geschieht, wie bei NF-Verstärkern üblich, indem zunächst nach einer Kontrolle der gesamten Schaltung die an Heizung und Anoden anliegenden Spannungen gemessen werden. Als nächstes erfolgt die Einstellung der Endröhren auf die vorgeschriebenen Anodenströme; hiernach kann durch probeweises Ziehen der Endröhren bei gleichzeitiger Kontrolle der Anodenspannung die Wirksamkeit der Varistoren kontrolliert werden. Zweckmäßig erfolgt nun eine erste Funktionskontrolle beider Verstärkerkanäle. Anschließend werden die Endstufen-Gegenkopplungen P_{5a} und P_{5b}, wie beschrieben, einreguliert. Um beide Verstärkerkanäle insgesamt auf gleichen Pegel zu bringen, schaltet man beide Kanäle eines Eingangs parallel und führt ihnen bei vollaufgedrehtem Eingangsregler eine entsprechend bemessene NF-Spannung (1 mV bzw. 40 mV) zu. Diese Spannung soll eine Frequenz von etwa 800 ··· 1000 Hz (Tongenerator) haben. Provisorisch kann auch bei Inkaufnahme geringer Unsicherheiten die Netzfrequenz benutzt werden, die mit Multizet gemessen und mit Widerständen geeignet untersetzt werden kann. Hierbei stehen P_2, P_3 und P_4 in Mittelstellung. Mittels Abgleich von R_{3a} und R_{3b} werden jetzt wieder beide Kanäle nach der Anzeige der Magischen Waage auf gleichen Pegel und Vollaussteuerung gebracht, deren Eichmarke an $Rö_9$ bereits beim Abgleichen der Endstufen gefunden wurde. Als letztes kann dann der Pegeltongenerator in Betrieb genommen werden und nach den früher gegebenen Hinweisen auf richtige Frequenz eingestellt werden. Danach wird seine Ausgangsspannung mit R_5 und nötigenfalls R_4 auf Vollaussteuerung beider Kanäle gebracht.

Weitere Einstellungen sind nicht erforderlich. In Frage kämen grundsätzlich noch eine Frequenzgang- und Phasengangmessung beider Kanäle in verschiedenen Klangreglerstellungen, eine Phasengang-Vergleichsmessung beider Kanäle und Klirrfaktormessungen, die jedoch sämtlich einen umfangreichen Meßpark erfordern und entfallen können. Einige der bei diesen Messungen am Mustergerät ermittelten Werte wurden eingangs genannt.

Das Mustergerät wurde zunächst mit zwei „Stradivari"-Stereolautsprecherboxen betrieben. Besser bewähren sich jedoch — falls die Raumverhältnisse das innenarchitektonisch ermöglichen — zwei normale, wenigstens 1 m² große Schallwände, die mit je einem 6-Ω-Breitbandlautsprecherchassis bestückt werden. Wird hierbei auf ein hochwertiges Fabrikat zurückgegriffen, kann auf die Verwendung von Lautsprecherkombinationen, die Frequenzweichen und damit wieder schwer überblickbare Phasendrehungen bedingen, ohne Qualitätseinbuße verzichtet werden.

Kleine Tips für Tonbandamateure

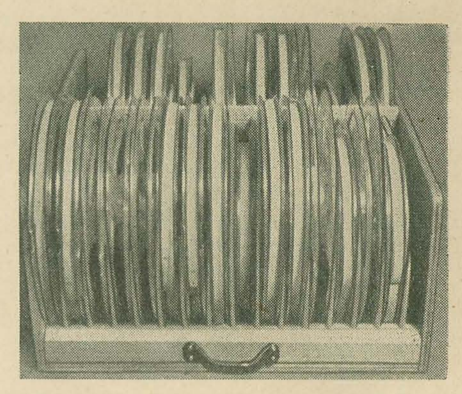


Bild 4: Ansicht des Tonbandständers

Festhalteklammern für Bandenden

Welcher Besitzer eines Tonbandgerätes hat sich nicht schon über die lose herumhängenden Tonbandenden geärgert? Legt man das Band ab, sind gleich ein paar Windungen runter. Als Abhilfe wurde schon verschiedentlich vorgeschlagen, das Bandende durch einen Streifen Leukoplast o. ä. festzuhalten. Diese Methode ist aber nicht sehr günstig. Wird der Streifen bei jeder Benutzung entfernt und nachher wieder aufgeklebt, so hält er nur einige Male. Läßt man den Streifen oben, hält er zwar länger, das Band kann dann aber an der Tonrolle kleben bleiben und sich an ihr aufwickeln. Wird die Maschine nicht schnell ausgeschaltet, so sind etliche Meter Band verloren.
Eine weitere Möglichkeit besteht darin, das Bandende von der Spule her festzuhalten, zum Beispiel durch eine Klammer. Die Firma Radio Zierold hatte bereits einmal eine solche Tonbandklammer entwickelt und propagiert [radio und fernsehen 20 (1958)], doch ist sie nicht im Handel erschienen.
Im folgenden soll nun beschrieben werden, wie man auf einfache Art eine solche Klammer anfertigen kann (Bild 1).

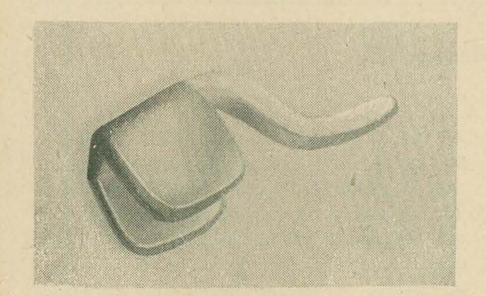


Bild 1: Ansicht der Festhalteklammer

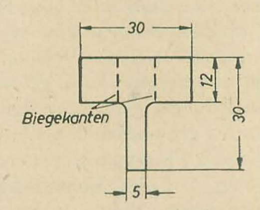


Bild 2: Maße der Festhalteklammer

Zunächst werden von einer 2 mm starken Thermodur- bzw. Vinidurplatte 30 × 30 mm große Stücke abgeschnitten und nach Bild 2 zugeschnitten. Nun wird die breite Fläche über einer Flamme o. ä. erwärmt, bis das Material sich bequem biegen läßt. Mit einer etwa 8 mm breiten Flachzange wird der Teil dann genau in der Mitte gefaßt und das an beiden Seiten herausragende Material senkrecht hoch gebogen, wobei die Schenkel etwas nach innen stehen müssen, damit die Klammer fest auf der Spule sitzt. Anschließend wird die Zunge erwärmt und, wie im Bild 1 ersichtlich, gebogen. Es ist zweckmäßig, wenn die Klammern für jedes Band extra angepaßt werden, da ja nicht alle Spulen gleich voll sind. Nach Aufrauhen mit einer feinen Schlichtfeile kann die Vorderfläche der Tonbandklammer recht dauerhaft mit Tusche beschriftet werden. Dadurch ist gewährleistet, daß die Klammer immer auf das richtige Tonband kommt.

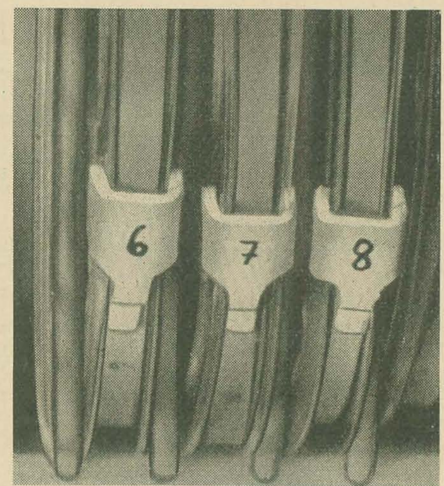


Bild 3: Festhalteklammern mit Numerierung

Ist die Klammer nicht richtig gelungen, kann sie, noch einmal erwärmt, wieder zurückgebogen werden. Das gleiche gilt, wenn die Klammer nach längerer Benutzung nicht mehr genügend fest auf der Spule sitzt.
Durch diese Tonbandklammer dürfte das Problem der losen Bandenden befriedigend gelöst sein. Gleichzeitig ist durch die Numerierung der Klammern eine bessere Übersichtlichkeit gewährleistet (Bild 3).

Aufbewahrung von Tonbändern

Bild 4 zeigt einen mit einfachen Mitteln zu bauenden Tonbandständer. Er gestattet die Aufbewahrung von 2 × 16 Tonbändern auf 350-m-Spulen und besitzt die Abmessungen von 340 × 295 × 150 mm. Die Bänder stehen in zwei Lagen hintereinander. Natürlich kann der Tonbandständer auch für weniger Bänder eingerichtet werden, ebenso für andere Spulengrößen.
Zunächst werden an der oberen Kante der Trennwand fünfzehn etwa 5 mm starke Löcher gebohrt (Bild 5). Dann wird die Wand genau in der Mitte der Bohrungen lang durchgeschnitten. Das verwendete Sägeblatt muß sehr dünn sein. Der so gewonnene schmale Streifen wird dann später mit drei Schrauben wieder an die Trennwand geschraubt und hält so die Messingbügel fest. Nun werden die Trennwand und die zwei Seitenwände auf die Bodenplatte geleimt und verschraubt.
Die Begrenzungsleisten erhalten ebenfalls je 15 Bohrungen etwa 4 mm stark, die richtungsmäßig genau zu den Löchern der Trennwand passen müssen. Sie werden dann ebenfalls auf die Bodenplatte geleimt, und zwar so, daß die Spulen nicht zwischen der Trennwand und den Begrenzungsleisten hin und her rollen können.

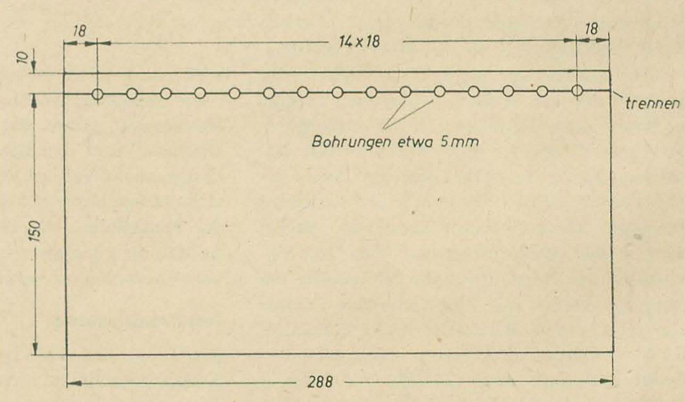


Bild 5: Trennwand des Tonbandständers

Die Messingdrähte werden mit Isolierschlauch überzogen und nach Bild 7 gebogen. Wichtig ist, daß der Schlauch etwa 5 mm über den Draht hinausragt.
Jetzt können die Bügel eingesetzt werden. Der über den Draht hinausragende Schlauch wird mit einem Schraubenzieher oder ähnlichem in die Bohrung gedrückt und anschließend der Draht selbst. Der Bügel muß dann oben auf den Halblöchern der Trennwand aufliegen. Nachdem alle 15 Drähte eingesetzt sind, wird der abgetrennte Holzstreifen mit den Halblöchern auf die Trennwand geschraubt.
Es ist zu beachten, daß die Größe der Bohrungen unbedingt auf den verwendeten Draht und I-Schlauch abgestimmt werden muß, damit der Bügel stramm sitzt. Die vordere Fläche der Begrenzungsleisten dient zum Aufschrei-

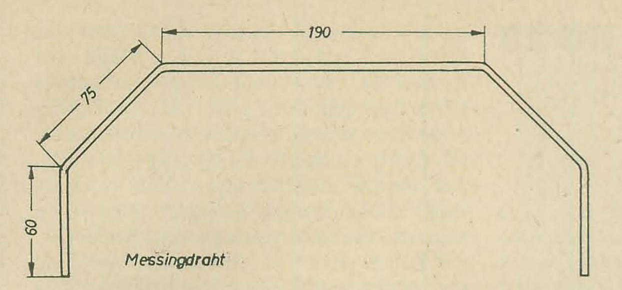


Bild 6: Bügel des Tonbandständers

Bohrung für Messingdraht

Bild 7: Begrenzungsleiste des Tonbandständers

ben der Bandnummern. Wird der Tonbandständer so aufbewahrt, daß seine hintere Begrenzungsleiste nicht sichtbar ist, so wird die Beschriftung der Bänder 17 ··· 32 auf der Trennwand vorgenommen.

Bessere Wiedergabequalität durch Verwendung der neuen Agfa CR-Bänder

Seit einiger Zeit ist das neue Agfa-Magnettonband Typ CR erhältlich. Es ist an sich für Bandgeräte mit 38,1 cm/s Bandgeschwindigkeit gedacht, wird aber auch mit gutem Erfolg bei lansameren Maschinen verwendet (BG 23). Es besitzt neben der größeren Empfindlichkeit vor allem eine bessere Höhenwiedergabe als die bekannten CH-Bänder. Ferner hat es eine geglättete Schichtseite, wodurch sich die Abnutzung der Köpfe verringert. Zur besseren Unterscheidung von anderen Bandsorten ist die Nichtschichtseite rot gefärbt. Es wird in Längen von 1000 m und 240 m in den Handel gebracht.

Mit einem Tonbandgerät BG 20/5 wurden mit dem CR-Band bei 19,05 cm/s Aufnahmen erzielt, die der Original-UKW-Wiedergabe nahekamen. Vor allem ist der Fremdspannungsabstand, auf Grund der höheren Empfindlichkeit des neuen Bandes, wesentlich besser geworden. Das wirkt sich besonders bei 9,5 cm/s sehr vorteilhaft aus. Aufnahmen mit CH-Band konnten selten richtig befriedigen. Dagegen wurde mit dem CR-Band bei Opern-, Operetten- und Orchestermusik eine ganz ausgezeichnete Klangqualität erreicht. Bei Aufnahmen von Tanzmusik klingt die Höhenwiedergabe etwas unecht, weshalb hierfür lieber die schnellere Bandgeschwindigkeit gewählt werden sollte.

Mit einer Kopie des Agfa-Meßbandes wurde auf dem obengenannten BG 20/5 unter Verwendung von CR-Band eine Frequenzgangkontrolle durchgeführt. Bei 9,5 cm/s ergab sich ein Frequenzgang von 60 ··· 12000 Hz. Die Frequenzen 30 Hz, 40 Hz und 14000 Hz waren kaum noch hörbar.

Bei 19,05 cm/s konnte ein besserer Frequenzgang ermittelt werden. Zu bemerken wäre noch, daß die Kopf-Vormagnetisierung nicht verändert wurde.

Auch bei den älteren Magnettongeräten ergibt sich eine Klangverbesserung, wenn dort das neue CR-Band verwendet wird. Allerdings kann auch dann noch keine UKW-Klangqualität erwartet werden.

Schlechte Wiedergabequalität von älteren Tonbändern durch einen verstellten Kombikopf

Bei einem BG 20/5 trat folgende Erscheinung auf. Die Wiedergabequalität der Tonbänder, die gleich nach Anschaffung des Gerätes und in den nachfolgenden Monaten bespielt wurden, war nach etwa einem Jahr sehr schlecht (AM-Qualität). Es fehlte jegliche Brillanz, die Wiedergabelautstärke war gesunken und der Störspannungspegel stark angestiegen. Dagegen konnte die Wiedergabequalität der Neuaufnahmen als einwandfrei bezeichnet werden.

Der naheliegende Gedanke war demzufolge, daß die Tonbänder oder die Aufnahmen auf den Tonbändern im Laufe der Lagerung irgendwie ihre Qualität eingebüßt hatten. Interessant war dabei die Feststellung, daß die ältesten Aufnahmen am schlechtesten waren. Je kürzer die Aufnahmedaten zurücklagen, desto geringer war die Klangminderung. Schließlich konnte der Kombikopf als Ursache ermittelt werden. Bekanntlich ist bei den BG-20-Typen eine Kopfjustierung durch zwei Stellschrauben möglich. Diese hatte der Hersteller nicht gegen unbeabsichtigtes Verstellen gesichert. Sie konnten sich deshalb, hervorgerufen durch die leichten Erschütterungen, die bei jedem Tonbandgerät vorhanden sind, im Verlauf von Monaten langsam herausdrehen und veränderten dadurch die Kopfjustierung. Bei einem anderen BG 20/5 war überhaupt keine Höhenwiedergabe vorhanden. Der Fehler lag ebenfalls an der falschen Lage des Kombikopfes, hervorgerufen durch das Lösen der Stellschrauben. Aus diesem Grund ist es ratsam, nach erfolgter Neueinstellung des Kopfes auf die zwei Stellschrauben einige Tropfen Sicherungslack zu geben.

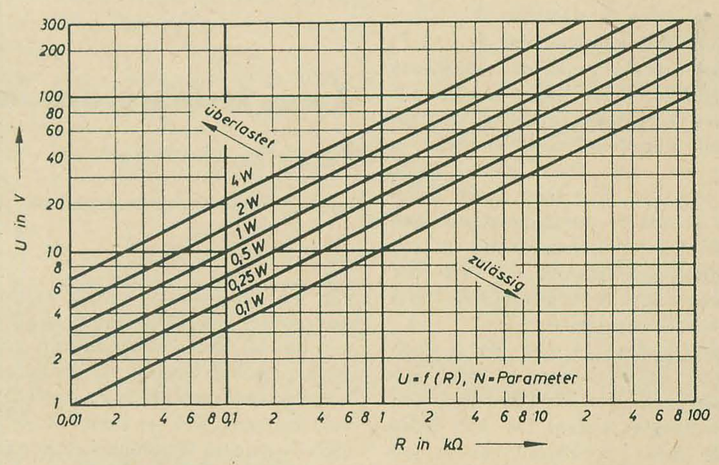
Wenn also einmal die Klangqualität nachläßt, muß nicht gleich ein abgeschliffener Kombikopf die Ursache sein; es kann auch an einer falschen Lage des Kopfes liegen.

R. Kubitza

Nomogramm zur Ermittlung der Belastung von Widerständen

Wird ein Widerstand in eine Schaltung eingebaut, tritt meistens die Frage nach der erforderlichen Belastbarkeit auf. Meist ist die am Widerstand anliegende Spannung U bekannt; anderenfalls kann sie nach $U = I \cdot R$ berechnet werden. Der weitere Rechnungsgang nach $N = \frac{U^2}{R}$ kann durch das angeführte Nomogramm erspart werden.

Die Ordinate ist die U-Achse (1 ··· 300 V); die Abszisse ist die R-Achse (10 Ω ··· 100 kΩ). Diese Bereiche sind normalerweise ausreichend, jedoch ist das Nomogramm auch für andere Werte zu erweitern.



Belastungskurven für Widerstände

Bei der Anwendung des Nomogramms ist darauf zu achten, daß der Schnittpunkt des betreffenden U- und R-Wertes unterhalb des entsprechenden Parameters (im „zulässig"-Bereich) liegt. Der „zulässig"-Bereich für alle Widerstände mit z. B. 0,5 W beginnt also unterhalb der 0,5-W-Linie, während der „überlastet"-Bereich für diese Leitung oberhalb der 0,5-W-Linie beginnt.

Jürgen Wegner

Trickaufnahmen mit dem Heimtongerät BG 23

Das Heimtongerät BG 23 vom VEB Meßgerätewerk Zwönitz ist ein Gerät der untersten Preisklasse, und man verzichtete daher bewußt auf zusätzlichen Bedienungskomfort. Dem interessierten Amateur ist es jedoch ohne nennenswerte Eingriffe in das Gerät möglich, den Anwendungsbereich beachtlich zu erweitern. Die Trickaufnahmen, die studioähnlichen Aufnahmen eigener Ton- und Wortschöpfungen geben dem Amateur erst die Freude an der eigenen Arbeit. Hierdurch wird das Tonbandgerät in seinem Wert gesteigert, wie es durch das einfache Mitschneiden von Rundfunkdarbietungen allein nicht der Fall sein kann. Im folgenden werden zwei sinnvolle Trickmöglichkeiten beschrieben, die dem Liebhaber Anregung und Dimensionierungshinweis sein sollen.

Um z. B. eine Musikaufnahme nachträglich mit einem Worttext zu versehen, wie es für die Vorführung von Diapositiven oder Schmalfilmen wünschenswert ist, werden mit Hilfe von zwei Schichtdrehwiderständen Vormagnetisierung und Löschung während der Trick- oder Zweitaufnahme regelbar gemacht. Bild 1 zeigt die Schaltung dieser Anordnung.

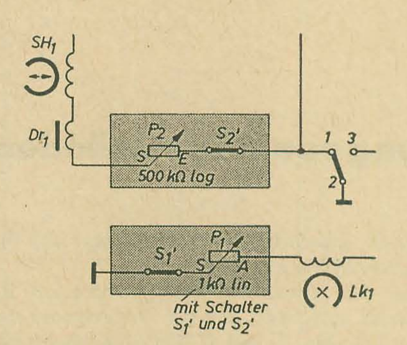


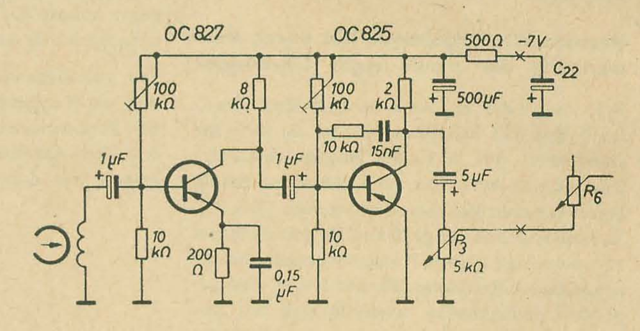
Bild 1: Zusatzschaltung zur Trickeinblendung

Die Werte für die Potentiometer P_1 und P_2 und die Anschlüsse sind genau im angegebenen Sinne einzuhalten. Beide Regler werden mit ihren Achsen zueinander zwischen Tastenschalter und Mikrofon/Rundfunkumschalter angebracht und mit einem gemeinsamen Rändelrad versehen, das durch einen anzubringenden Schlitz in der Abdeckhaube zu bedienen ist. Die Verdrahtung wird an den Fassungsfedern des Löschkopfes bzw. des Lötstützpunktes für Dr_1 aufgetrennt und über die Regler und Schalter geführt.

Bei einer Zweitaufnahme wird der Knebelschalter an der linken Geräteseite wie üblich auf Aufnahme geschaltet. Das Rändelrad wird in die Endstellung gedreht, so daß beide Widerstände ihren Größtwert haben und der Schalter S_1'; S_2' des Potentiometers P_1 geöffnet ist. Nun kann die Vorlauftaste betätigt werden. Das Gerät läuft in Stellung Aufnahme, jedoch sind Sprech- und Löschkopf wirkungslos. Wird jetzt das Rändelrad eingedreht, so wird die Vormagnetisierung langsam eingeblendet, die nach etwa 90 Grad Drehwinkel ihren vollen Wert erreicht. Nun kann das Band besprochen werden, wobei die erste und die zweite Aufzeichnung etwa mit dem gleichen Pegel wiedergegeben werden. Wird der Trickregler weiter betätigt, so setzt der Löschstrom ein und die Erstaufnahme wird ausgeblendet, bis bei vollem Drehwinkel Lösch- und Sprechkopf voll in Funktion sind und die Zweitaufnahme wie eine normale Aufnahme mit gänzlicher vorheriger Löschung der Erstaufnahme vor sich geht. Wird der Regler entgegengesetzt betätigt, so wird umgekehrt die Erstaufnahme wieder eingeblendet. Das so besprochene Band ist von einer Umspielmischaufnahme unter Verwendung von zwei Geräten und Mischpult kaum zu unterscheiden. Nach einigen Versuchen findet der Amateur schnell den „richtigen Dreh“ für die Bedienung des Reglers heraus.

Eine weitere Vervollkommnung ist der Einbau eines zusätzlichen Hörkopfes mit nachgeschaltetem Transistorverstärker. Dieser Zusatzhörkopf wird zweckmäßigerweise zwischen Sprechhörkopf und Tonachse angebracht. Dabei ist darauf zu achten, daß der Umschlingungswinkel nicht zu groß wird, damit das Band noch zuerst die Tonachse anläuft und danach die Andruckrolle berührt, so daß die Gleichlaufeigenschaften des Gerätes nicht verschlechtert werden. Selbstverständlich müssen die Spalte der beiden Köpfe übereinstimmen. Der Zusatzhörkopf ist also mittels eines auf dem Gerät aufgenommenen Bandes zu taumeln. Die Stromversorgung des Transistorverstärkers wird von der Gittervorspannung des Aufnahme/Wiedergabeverstärkers entnommen. Die Schaltung zeigt Bild 2. Mit dem Potentiometer P_3 wird bei der Aufnahme die in der niederohmigen Wicklung des Zusatzhörkopfes induzierte Wiedergabespannung — durch die Transistorschaltung verstärkt und entzerrt — dem Aufsprechverstärker des Gerätes erneut zugeführt, so daß durch die Laufzeitdifferenz zwischen Sprechkopf und Zusatzhörkopf ein künstlicher Nachhall aufgesprochen wird. Der Ausgang des Transistorverstärkers kann gleichzeitig an eine anzubringende Buchse im Anschlußfeld angeschlossen werden, so daß mittels eines Kleinhörers die Möglichkeit besteht, das Band während der Aufnahme abzuhören. Dadurch wird dem interessierten Tonbandamateur ein weiterer ersehnter Effekt eröffnet. *Heinz Lehmann*

Bild 2: Hörkopf mit Transistorverstärker



Zwei transistorisierte Labornetzgeräte

Dipl.-Ing. W. RICHTER

Mitteilung aus der Abt. Strahlungsmeßtechnik, TU Dresden

Für die Laborarbeit werden hauptsächlich zwei Arten von Netzgeräten benötigt. Dies sind Geräte, die eine konstante genormte Ausgangsspannung besitzen, und Geräte, deren Ausgangsspannung stufenlos regelbar ist.

Das Netzgerät G 4 — dessen Ansicht Bild 1 zeigt — ist eine Weiterentwicklung des Netzgerätes G 3, das bereits beschrieben wurde [1]. Es unterscheidet sich von diesem durch die Stabilisierung der Betriebsspannung des Regelverstärkers mittels eines Heißleiters. Außerdem wurde das Netzgerät in Einschubbauweise und nicht als Kastengerät ausgeführt. Bild 2 zeigt den Stromlaufplan des Netzgerätes G 4.

Das Netzgerät G 5 (Bild 3) liefert eine zwischen 0 und 20 V kontinuierliche einstellbare Spannung sowie die zwei Normspannungen 12 V und 24 V. Die Schwierigkeiten bei Netzgeräten mit veränderlicher Ausgangsspannung liegen vor allem darin, daß die zulässigen Spannungs- und Leistungsgrenzwerte des Regeltransistors nicht überschritten werden

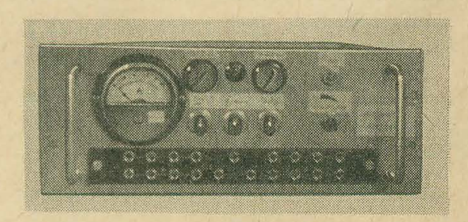


Bild 1: Ansicht des Netzgerätes G 4

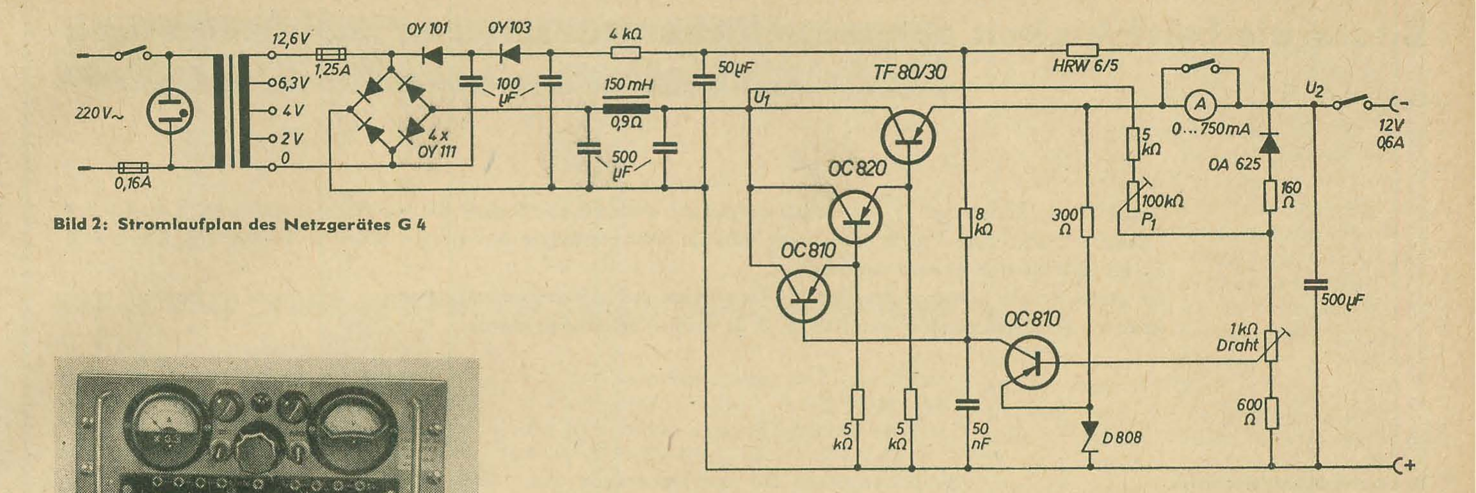


Bild 2: Stromlaufplan des Netzgerätes G 4

Bild 3: Ansicht des Netzgerätes G 5

dürfen. Die Regelung der Gleichrichterspannung durch den Spartransformator Tr_2 und die Regelung der Ausgangsspannung durch das Potentiometer P_1 sind daher mechanisch gekuppelt. Bild 4 zeigt den Stromlaufplan des Netzgerätes G 5.

Durch die 6-V-Zusatzwicklung, die in Reihe mit dem Spartransformator liegt, wird bei jeder Ausgangsspannung eine genügend große Kollektor-Emitterspannung des Regeltransistors erreicht. Im Bild 5 ist der Spannungsverlauf bei Leerlauf mit Zusatzwicklung dargestellt. Die Größe der Zusatzspannung hängt vom Spannungsabfall an der Zusatzwicklung ab und wurde experimentell bestimmt, so daß bei Vollast über dem Regeltransistor eine Spannung von mindestens 0,5 V lag. Man kann auch ohne Zusatzwicklung arbeiten. Dann ist aber die Ausgangsspannung nach unten begrenzt, da die Spannung über dem Regeltransistor bei Verringerung der Ausgangsspannung ebenfalls sinkt. Im Bild 6 ist der Spannungsverlauf bei Leerlauf ohne Zusatzwicklung dargestellt.

Die absoluten Ausgangsspannungsschwankungen sind weitgehend unabhängig von der Ausgangsspannung, so daß die relative Konstanz $\Delta U_2/U_2$ mit wachsender Spannung steigt. Da das Gerät nach dem Emitterfolgerprinzip ohne Regelverstärker arbeitet, ist die Konstanz wesentlich schlechter als beim Typ G 4.

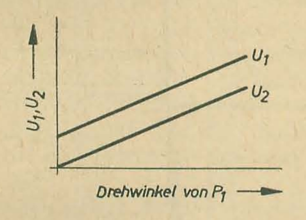


Bild 5: Spannungsverlauf bei Leerlauf mit Zusatzwicklung

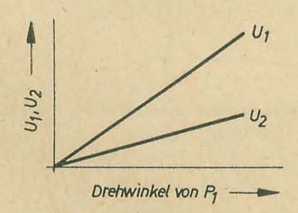


Bild 6: Spannungsverlauf bei Leerlauf ohne Zusatzwicklung

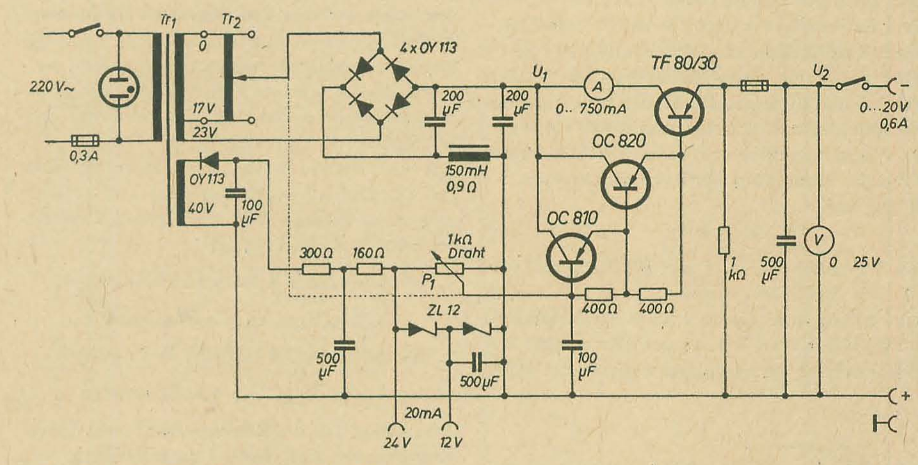
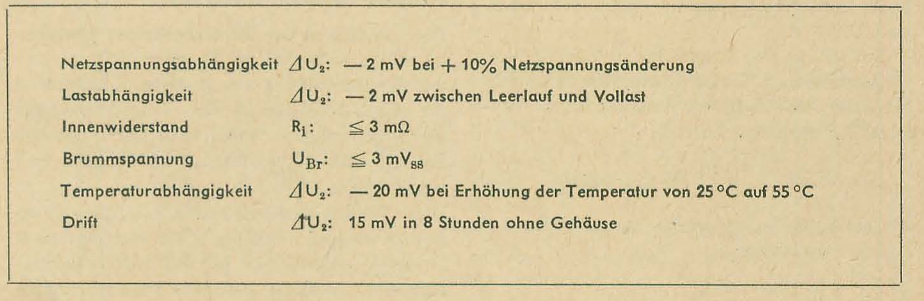


Bild 4: Stromlaufplan des Netzgerätes G 5

Literatur

[1] W. Richter: Probleme bei der Entwicklung eines elektronisch stabilisierten Netzgerätes mit Transistoren; radio und fernsehen 15, 16, 17 (1961)

Technische Daten des Netzgerätes G 4



Netzspannungsabhängigkeit	ΔU_2:	— 2 mV bei + 10% Netzspannungsänderung
Lastabhängigkeit	ΔU_2:	— 2 mV zwischen Leerlauf und Vollast
Innenwiderstand	R_i:	$\leq$ 3 mΩ
Brummspannung	U_{Br}:	$\leq 3\ mV_{ss}$
Temperaturabhängigkeit	ΔU_2:	— 20 mV bei Erhöhung der Temperatur von 25 °C auf 55 °C
Drift	ΔU_2:	15 mV in 8 Stunden ohne Gehäuse

Technische Daten des Netzgerätes G 5

Netzspannungsabhängigkeit	ΔU_2:	+ 150 mV bei + 10% Netzspannungsänderung
Lastabhängigkeit	ΔU_2:	600 mV zwischen Leerlauf und Vollast
Innenwiderstand	R_i:	1 Ω
Brummspannung	U_{Br}:	$\leq 10\ mV_{ss}$
Temperaturabhängigkeit	ΔU_2:	— 300 mV bei Erhöhung der Umgebungstemperatur von 25 °C auf 55 °C

Bilaterale Leitfähigkeit von pnp-Flächentransistoren im Schaltbetrieb

Ing. H. STEIN

Teil 1

Dieser Beitrag bezieht sich in der Hauptsache auf die bilaterale Leitfähigkeit von pnp-Flächentransistoren, d. h. auf ihre Eigenschaft, steuerbare Ströme wechselnder Polarität unter bestimmten Bedingungen führen zu können; eine Eigenschaft, die bei Elektronenröhren nicht vorhanden ist.
Auf grundsätzliche Schalteigenschaften von Transistoren soll nicht besonders eingegangen werden, da sie bereits in einer Reihe von Veröffentlichungen — u. a. in [1; 2; 3; 4; 5] — beschrieben wurden.

Bezeichnungssystematik

Das benutzte Bezeichnungssystem für Ströme und Spannungen entspricht den in der Transistortechnik üblichen Darstellungen.
Man definierte Transistorströme als positiv (technische Stromrichtung), die vom Elektrodenanschluß zum Kristall und solche als negativ, die in umgekehrter Richtung fließen. Bild 1 zeigt die Darstellung der Stromrichtungen.
Dabei sind

$$I_B + I_C + I_E = 0 \qquad (1)$$

Im folgenden soll nur die Emitterschaltung (Bild 2) behandelt werden, weil sie sowohl eine Spannungs- als auch eine Stromverstärkung größer als 1 besitzt und demzufolge im Schaltbetrieb am häufigsten angewendet wird.

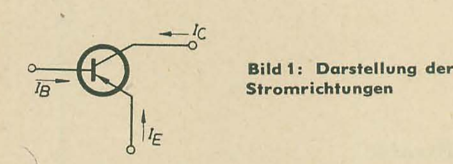


Bild 1: Darstellung der Stromrichtungen

Dabei ist der Emitter für Ein- und Ausgang die gemeinsame Elektrode. In einer solchen Emitterschaltung sind bei normalem Betrieb sowohl die Basis als auch der Kollektor negativ gegen den als Bezugselektrode geltenden Emitter.
$-U_{BE} = 200$ mV bedeutet z. B., daß die Basis um 200 mV negativ gegen den Emitter ist.
$+I_E$ fließt in den Transistor, $-I_B$ und $-I_C$ verlassen diesen. Dadurch ergibt sich als eine mögliche Darstellung des Ausgangskennlinienfeldes für normalen Betrieb

$$-I_C = f(-U_{CE})_{-I_B = \text{konst}}$$

mit positiven Maßzahlen an den Koordinaten und Kurvenscharen.

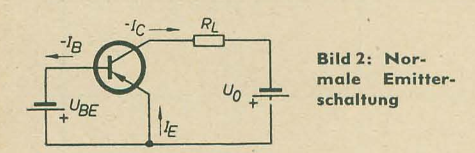


Bild 2: Normale Emitterschaltung

Dieses System, das den Kennbuchstaben und nicht den Maßzahlen die Richtungsvorzeichen zuordnet, hat für die Praxis den Vorteil, daß man z. B. nicht —4 mA zu schreiben braucht, wenn man den Kollektorstrom meint.
Das ist zwar mathematisch exakt, jedoch führt es in diesem Beitrag zu irreführenden Doppelvorzeichen bei der Darstellung von positiven Kollektorströmen.
Deswegen soll bei den folgenden Kennlinienfeldern prinzipiell nach anderen Gesichtspunkten verfahren werden: Rechts und aufwärts ist die positive Zählrichtung, die Richtungsvorzeichen werden der Maßzahl zugeordnet.
Die Quadranten werden — von rechts oben mit I beginnend — im entgegengesetzten Uhrzeigersinn gezählt. Weiterhin sollen zwei Betriebsarten definiert werden:

1. die Betriebsart A mit den Bedingungen

$$I_C \leqq 0,\ U_{CE},\ U_{BE} \text{ und } I_B \text{ beliebig}$$

2. die Betriebsart B mit den Bedingungen

$$I_C \geqq 0,\ U_{CE},\ U_{BE} \text{ und } I_B \text{ beliebig}$$

Im zweiten Teil des Beitrages wird noch darauf eingegangen, daß diese Unterscheidung von zwei Betriebsarten an sich unnötig ist, denn die Betriebsart B ist an sich eine inverse Kollektorschaltung. (Sie soll jedoch an dieser Stelle dem weniger unterrichteten Leser das Weiterlesen erleichtern.)
Das Kriterium beider Betriebsarten ist die Umkehr der Richtung des Kollektorstromes. Wenn eine Unterscheidung nötig ist, wird bei Spannungs- und Stromangaben die Betriebsart in Klammern hinzugefügt.

Erweiterte Kennlinienfelder des pnp-Flächentransistors OC 811

Die Kennlinien der Herstellerfirmen bestehen im allgemeinen bei der Emitterschaltung nur aus der Darstellung von je einem Quadranten für die Abhängigkeit der Transistorströme und -spannungen. Dabei wird der in diesem Beitrag mit Betriebsart A bezeichnete Fall beschrieben.
Diese Kennlinienfelder sollen dahingehend erweitert werden, daß auch die Betriebsart B in ihnen enthalten ist [6]. Sie sind selbstverständlich als Meßwerte eines willkürlich ausgewählten Exemplars und nicht etwa als verbindliche Veröffentlichung der Herstellerfirma aufzufassen.

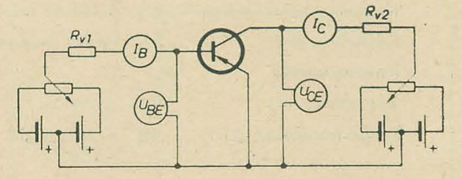


Bild 3: Meßschaltung zur Aufnahme der erweiterten Kennlinienfelder

Aus Gründen der Übersichtlichkeit und des Umfanges dieser Betrachtungen wird im allgemeinen auf die Darstellungen sehr kleiner Ströme und Spannungen verzichtet. Diese sind in [7] behandelt worden und verschwinden größtenteils infolge des gewählten Maßstabes.
Die Meßschaltung zur Aufnahme der Kennlinienfelder zeigt Bild 3. Die Kollektorspannung kann umgepolt werden, die Basisspannung ist kontinuierlich in jeder Polarität regelbar.

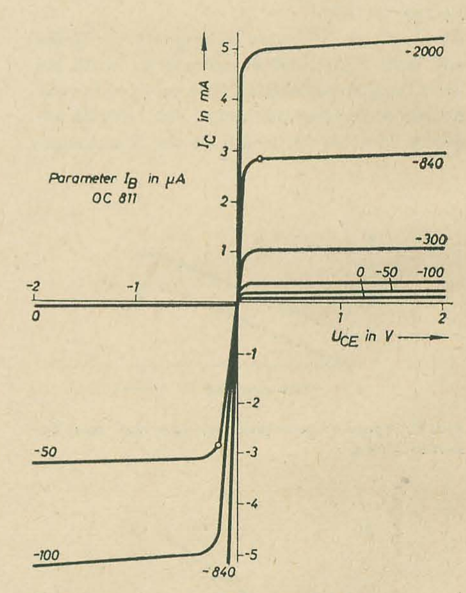


Bild 4: Ausgangskennlinienfeld in Emitterschaltung, $I_C = f(U_{CE})_{I_B = \text{konst}}$

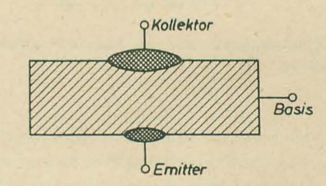


Bild 5: Schnitt durch einen Legierungstransistor

Dem Ausgangskennlinienfeld nach Bild 4 entnimmt man, daß für die Durchsteuerung des Transistors in das Kniespannungsgebiet bei gleichem Kollektorstrom für die Betriebsarten A und B unterschiedliche Basisströme notwendig sind. Der Grund hierfür ist der unsymmetrische Aufbau des pnp-Flächentransistors OC 811, dessen Kollektorpille mehrfach größer als die Emitterpille ist (Bild 5).

Der Transistor ist zwar bilateral leitfähig, jedoch ist sein Kennlinienfeld in bezug auf die Basisstromparameter unsymmetrisch.
Für

$$I_B > 0 \quad (2)$$

ist der Transistor in beiden Betriebsarten sicher gesperrt. Der positive Teil der Kollektorstromachse wird jeweils bei $I_E = 0$, d. h. gemäß Gleichung (1) bei $I_B = I_C$ geschnitten.

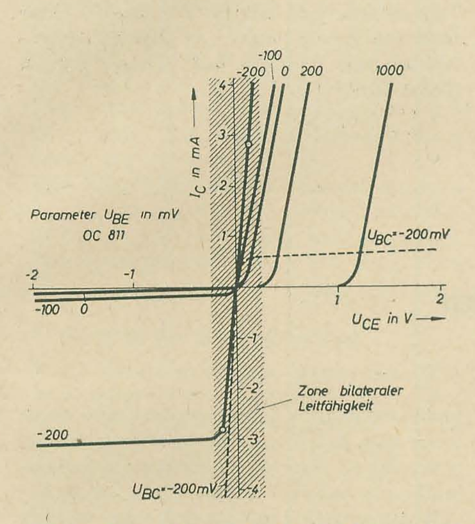


Bild 6: Ausgangskennlinienfeld in Emitterschaltung, $I_C = f(U_{CE})_{U_{BE}} = \text{konst}$

Für die Betriebsart B ergeben sich daraus relativ geringe negative bzw. positive Kniespannungen.
Die Darstellungsart des Ausgangskennlinienfeldes nach Bild 6 wird z. B. für die Betriebsart A in den Unterlagen von Telefunken gewählt. Sie unterscheidet sich für diese Betriebsart nicht wesentlich vom Bild 4. Jedoch ergeben sich für die Betriebsart B im I. Quadranten Kennlinien mit anderer Charakteristik. Die Ursache hierfür ist der gewählte Parameter U_{BE}. Mit U_{BC} als Parameter (gestrichelte Kennlinie) ist die Pentodencharakteristik im I. Quadranten wieder vorhanden, allerdings verschwindet sie dann im III. Quadranten.

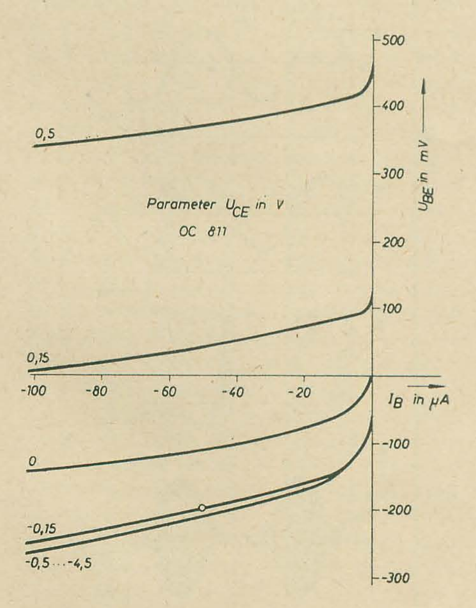


Bild 7: Eingangskennlinienfeld in Emitterschaltung, $U_{BE} = f(I_B)_{U_{CE}} = \text{konst}$

Bei positiven Basisspannungen wird der Transistor immer dann leitend, wenn

$$U_{CE} > U_{BE}, \quad (3)$$

d. h. der Kollektor positiver als die Basis wird. Die Kollektordiode ist dann in Durchlaßrichtung gepolt ($U_{BC} < 0$).

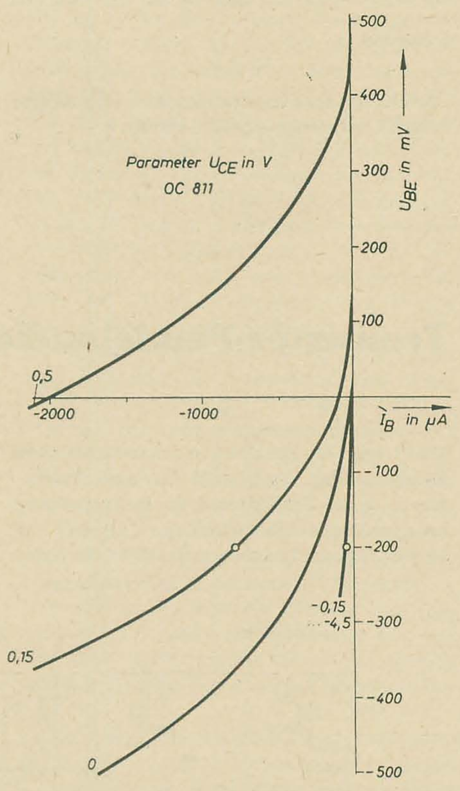


Bild 8: Eingangskennlinienfeld in Emitterschaltung, $U_{BE} = f(I_B)_{U_{CE}} = \text{konst}$

Bild 7 zeigt das Eingangskennlinienfeld des Transistors für kleine Basisströme, im Bild 8 ist die Basisstromachse verlängert worden. Auch hier fließt in Übereinstimmung mit Bild 6 bei positiver Basis erst negativer Basisstrom, wenn $U_{CE} > U_{BE}$ wird.

Der Bereich bilateraler Leitfähigkeit

Die bilaterale Leitfähigkeit (Bild 6) ist beschränkt auf ein Gebiet kleiner positiver und negativer Kollektorspannungen — einige Zehntel Volt — bei konstanter negativer Basisspannung. Man kann einen pnp-Transistor als eine Kombination von zwei Dioden auffassen, die über die Basiszone miteinander verkettet sind. Im Bild 9 ist die Diodendarstellung gezeigt.

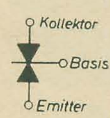


Bild 9: Diodendarstellung eines pnp-Flächentransistors

Um den Transistor zu sperren, also $I_B > 0$ zu realisieren, muß die Emitter- und die Kollektordiode in Sperrichtung gepolt sein. Die Basis führt also gegen den Emitter und Kollektor positives Potential, d. h., es müssen

$$U_{BE} > 0 \quad (4)$$

und

$$U_{BC} > 0 \quad (5)$$

sein.

In der Betriebsart A genügt dazu ein geringer positiver Wert von U_{BE} (A):

$$U_{BE}\,(A) > 0 \quad (6)$$

Der Kollektor ist um U_0 negativ gegen den Emitter, so daß er gegen die Basis um U_0 positiver ist als diese gegen den Emitter.
Um in der Betriebsart B den Kollektor positiv gegen die Basis zu machen, genügt nicht mehr ein geringes positives Potential der Basis gegen den Emitter. Der Kollektor ist nämlich um U_0 positiv gegen den Emitter, so daß er gegen die Basis negativ würde. Erst wenn

$$U_{BE}\,(B) > U_0 \quad (7)$$

wird, ist die Basis auch positiv gegen den Kollektor.
Die Steuerspannung U_{BE} muß die gegenüber (6) härtere Forderung (7) erfüllen, damit der Transistor mit der Betriebsspannung $u = U_0 \cdot \sin \omega t$ in beiden Betriebsarten gesperrt werden kann. Die Steuerspannungsbedingungen für den gesättigt-leitenden Zustand ergeben sich aus der Bedingung, den Transistor für beide Betriebsarten bis in das Gebiet der Kniespannung durchzusteuern. Das ist der Fall, wenn die Emitter- und Kollektordiode in Durchlaßrichtung gepolt sind, die Basis also negatives Potential gegen Emitter und Kollektor führt (Bild 6), d. h., es müssen

$$U_{BE} < 0 \quad (8)$$

und

$$U_{BC} < 0 \quad (9)$$

sein.
In der Betriebsart A, bei der der Kollektor ein geringes negatives Potential (Kniespannung) gegen den Emitter führt, muß man die Basis noch negativer als den Kollektor machen, um die Bedingung (9) zu erfüllen. Es ergibt sich also die Forderung

$$|\,U_{BE}\,(A)\,| > |\,U_{CE}\,(A)\,|, \quad (10)$$

während in der Betriebsart B, in der der Kollektor ein geringes positives Potential gegen den Emitter führt, die Bedingungen (8) und (9) schon mit

$$U_{BE}\,(B) \approx 0 \quad (11)$$

erfüllt werden.
Um für den gesättigt-leitenden Zustand die Bedingungen (8) und (9) zu erfüllen, muß die gegenüber (11) schärfere Forderung (10) erfüllt werden.
Zusammenfassend kann man sagen, daß sich die Steuerspannungsbedingungen für den gesperrten Zustand aus der Betriebsart B und die für den gesättigt-leitenden aus der Betriebsart A herleiten.
Dabei darf man nicht unberücksichtigt lassen, daß der Basisstrombedarf bei konstanter

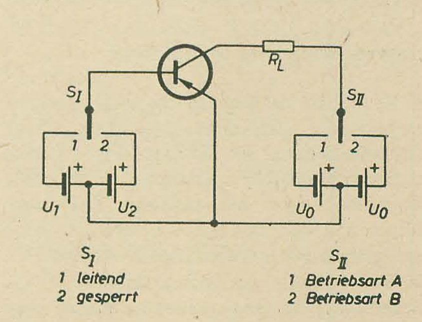


Bild 10: Schaltbetrieb für beide Betriebsarten

Steuerspannung für beide Betriebsarten bei unsymmetrischen Transistoren recht unterschiedlich ist (Bilder 4 und 8). Der Eingangswiderstand zwischen Basis und Emitter, der für negatives Kollektorpotential relativ hoch ist, fällt bei positivem Kollektor stark ab.
Ein einfaches Beispiel soll die Verhältnisse verdeutlichen. In einer Schaltung nach Bild 10 sei R_L mit 1 kΩ und U_o mit 3 V angenommen. Der zulässige Spannungsabfall über der leitenden Schaltstrecke (Kniespannung U_{Kn}) betrage in beiden Stromrichtungen 150 mV.
Es ergibt sich der Laststrom — der gleichzeitig Kollektorstrom ist — zu

$$I_L = \frac{(U_o - U_{Kn})}{R_L}$$

Im gesättigt-leitenden Zustand der Betriebsart A wird

$$I_L(A) = \frac{-3 - (-0{,}15)}{1000} = -2{,}85 \text{ mA}$$

Analog ergibt sich I_L (B) zu 2,85 mA.
Sind S_I und S_{II} in Stellung 1, so soll der gesättigt-leitende Zustand der Betriebsrat A verwirklicht werden. Damit liegt die hierfür notwendige Steuerspannung an. Nach Bild 6 (III. Quadrant) ergibt sich

$$U_1 = U_{BE}(A) = -200 \text{ mV}$$

— die Bedingung (10) ist hiermit erfüllt — und nach den Bildern 7 und 8

$$I_B(A) = -50\,\mu A$$

Daraus folgt

$$R_{BE}(A) = \frac{U_{BE}(A)}{I_B(A)} = \frac{-200 \text{ mV}}{-50\,\mu A} = 4 \text{ k}\Omega$$

Wird S_{II} in Stellung 2 umgeschaltet (Betriebsart B), so wird

$$U_1 = U_{BE}(B) = -200 \text{ mV}$$

beibehalten, jedoch steigt I_B nach Bild 8 auf

$$I_B(B) = -840\,\mu A$$

an. Es ergibt sich

$$R_{BE}(B) = \frac{U_{BE}(B)}{I_B(B)} = \frac{-200 \text{ mV}}{-0{,}84 \text{ mA}} = 238\ \Omega$$

Bild 4 bestätigt diese Werte.
Wird nun auch S_I in Stellung 2 gebracht, so liegt die Betriebsart B im gesperrten Zustand vor. Nach der Bedingung (7) muß

$$U_2 = U_{BE}(B) > U_o$$

sein, d. h.

$$U_2 = U_{BE}(B) \approx 3{,}2 \text{ V}$$

Der Transistor ist damit auch dann gesperrt, wenn S_{II} in Stellung 1 gebracht wird (Betriebsart A).

Bilateralismus und Symmetrie

Die Kennlinien des Transistors OC 811 zeigen zwar eine Zone bilateraler Leitfähigkeit, jedoch sind diese in bezug auf die zugehörigen Basisströme unsymmetrisch. Symmetrie wäre dann vorhanden, wenn bei gleichen Kollektorströmen und -spannungen in beiden Betriebsarten gleiche Basisströme fließen würden.
Die Verwendung von symmetrischen Transistoren als Wechselspannungsschalter [8] würde den Vorteil mit sich bringen, daß die Basisströme für beide Betriebsarten etwa gleich wären. Damit könnte die bei unsymmetrischen Exemplaren bestehende Forderung an den Innenwiderstand des Steuergenerators wegfallen.

$$U_{BE}(A) = U_{BE}(B) = -200 \text{ mV}$$

bei

$$I_B(A) = -50\,\mu A \quad \text{und} \quad I_B(B) = -840\,\mu A$$

erfordert

$$R_i \ll R_{BE}$$

Die Steuerspannungsbedingungen (7) und (10) würden allerdings erhalten bleiben.
Die Schwierigkeiten bei der Herstellung symmetrischer Transistoren, die in [9] kurz behandelt werden, hat z. B. die Valvo-GmbH offensichtlich überwunden. Sie stellt quasisymmetrische Transistoren her (OC 46, OC 47 u. a.), die in den genannten Daten — Stromverstärkung, Schaltzeit und Basis-Emittersperrspannung — durchaus dem Vergleich mit einem unsymmetrischen Schalttransistor gewachsen sind.
Im zweiten und letzten Teil werden unter anderem Anwendungs- und Berechnungsbeispiele sowie normaler und inverser Betrieb behandelt.

Transistor-Pendelaudion

Bild 1 zeigt die Schaltung eines fremderregten Pendelaudions. Es besteht aus zwei Oszillatoren, deren Transistoren in Basisschaltung arbeiten. Im zweiten Oszillator (T_2) wird die Pendelfrequenz f_p erzeugt, die über die Spule L_3 in den Kollektorkreis des ersten Transistors eingekoppelt wird. Die sinusförmige Pendelspannung u_p überlagert sich der Gleichspannung U_c des ersten Transistors. Dadurch ergibt sich eine der Pendelfrequenz entsprechende Steilheitsveränderung des Transistors T_1. Die Steilheit schwankt um den kritischen Wert, für den die Schwingbedingung des HF-Oszillators (T_1) erfüllt ist. Wird dieser kritische Wert unterschritten, so reißt die HF-Schwingung ab, und das System schwingt mit der eigenen Zeitkonstanten aus. Die größte Empfindlichkeit E eines Pendelaudions ist im Punkte der kritischen Steilheit S_K gegeben, bei der der HF-Oszillator bereits durch die vorhandenen Rauschspannungsamplituden anschwingt. Eine anschauliche Darstellung dieser Verhältnisse zeigt Bild 2. Die Wahl der Pendelfrequenz hängt von folgenden Faktoren ab: Nach oben wird sie begrenzt durch die Zeitspanne der Ansprechempfindlichkeit t_1, die im Falle einer zu hohen Pendelfrequenz (zu kleine Periodendauer) zu klein würde. Nach unten wird die Pendelfrequenz durch drei Faktoren bestimmt. Erstens muß sie außerhalb der Modulationsfrequenz liegen, zweitens muß sie so hoch sein, daß sie die Modulationsspannung genügend oft abtastet, und drittens muß sie so hoch sein, daß ihre Trennung von der Modulationsspannung durch einen Tiefpaß möglich

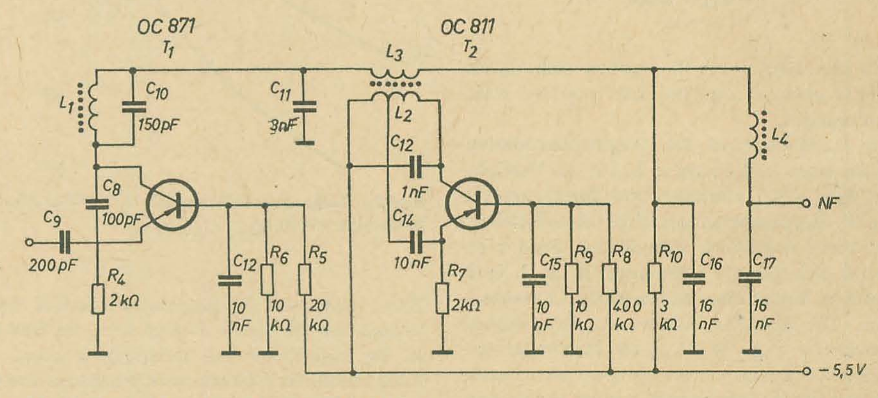


Bild 1: Schaltung eines fremderregten Pendelaudions

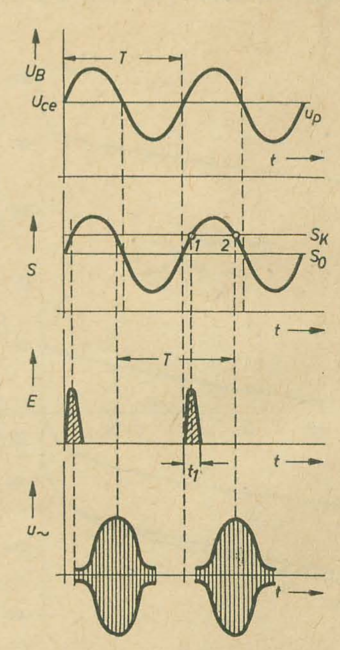


Bild 2: Spannungs-, Steilheits- und Empfindlichkeitsverlauf beim Pendelaudion

ist. Daraus ersieht man, daß Pendelschaltungen nur bei genügend hohen Empfangsfrequenzen sinnvoll sind. Aus bestimmten Gründen (zweckgebundene Aufgabenstellung) wurde das hier beschriebene Pendelaudion für eine Empfangsfrequenz von 3,1 MHz ausgelegt. Die HF-Spannung wird über C_9 in den Emitter eingespeist und gelangt über C_8 an den Schwingkreis. Mit Hilfe des Rückkopplungskondensators C_8 kann man den Rückkopplungsfaktor so einstellen, daß die Anschwingbedingung des Oszillators gerade erfüllt ist. Bei dieser Einstellung bedient man sich zweckmäßigerweise des Oszillografen. Man schaltet diesen zwischen Emitter und Masse des ersten Transistors und verändert C_8 solange, bis sich das typische Oszillogramm (siehe Bild 3) ergibt. Die Einstellung muß erfolgen, ohne daß ein äußeres Signal am Eingang liegt. Die verwaschene Vorderflanke im Oszillogramm (Bild 3) rührt von der Schwingungsanfachung durch die immer vorhandenen statistisch verteilten Rauschamplituden und zeigt, daß die empfindlichste Einstellung

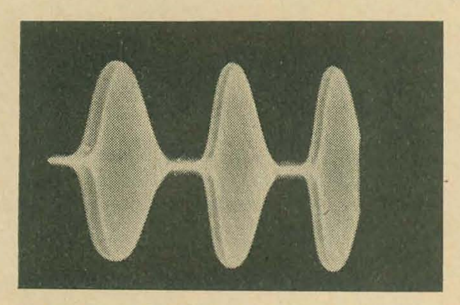


Bild 3: Spannungsform des Pendlers (bei empfindlichster Einstellung) ohne Eingangssignal

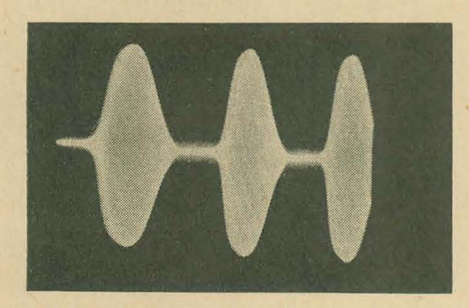


Bild 4: Spannungsform des Pendlers (bei empfindlichster Einstellung) mit Eingangssignal

des Pendelaudions realisiert ist. Im vorliegenden Falle wurde der Rückkopplungskondensator $C_8 = 100$ pF als günstig ermittelt. Bild 4 zeigt das Oszillogramm des Pendlers bei Zuführung eines HF-Signals. Eine Messung zur Beurteilung der Empfindlichkeit ergab am Ausgang ein verwertbares Modulationssignal bei einer HF-Eingangsspannung von $\leq 10\,\mu$V.

Aus Veröffentlichungen des Instituts für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau, bearbeitet von Dipl.-Ing. O. Franke und Dipl.-Ing. H. Langer.

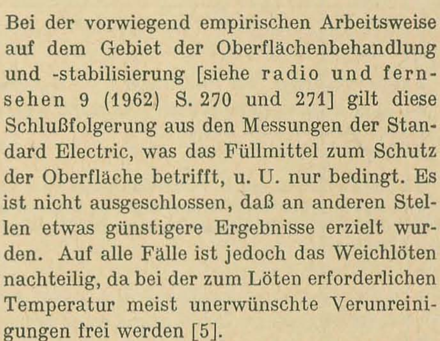
Literatur

G. Wirth: Transistor-Grubenempfänger; Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau, 1961

Lebensdauerverhalten von Transistoren

Über die Transistoren der Standard-Electric-Gruppe, zu der auch die Firmen SAF und Lorenz gehören, ist in der Öffentlichkeit verhältnismäßig wenig bekannt. Das liegt daran, daß die Bauelementewerke dieses Konzerns vor allem für den kommerziellen Sektor tätig sind. Auf diesem Gebiet ist verständlicherweise die Lebensdauerfrage von Transistoren von entscheidender Bedeutung. So wurden an mehreren zehntausend Germanium-Legierungstransistoren umfangreiche Lebensdaueruntersuchungen durchgeführt, deren Ergebnisse Anfang 1962 veröffentlicht wurden.

Bei der Alterung von Transistoren sind Veränderungen im Innern des Kristalls, etwa hervorgerufen durch Diffusion von Störelementen und Korngrenzen [1] oder von Indium [2], zunächst bedeutungslos. Wie bereits in radio und fernsehen 16 (1960) S. 521 und 522 erwähnt, gehen die Alterungsvorgänge auf Veränderungen an der Oberfläche und hier insbesondere auf Anlagerungen an der Nahtstelle zwischen der Basis- und Kollektorregion zurück. Vor allem sind es Wassermoleküle [3, 4], die durch erhöhte Oberflächenkombination die Stromverstärkung herabsetzen oder die zwischen den pn-Übergängen leitende Brücken bilden. Außerdem wirkt Wasser — auch in geringen Mengen — als Katalysator für chemische Reaktionen. Die Oberflächenbehandlung und die Konservierung der Oberfläche



Bei der vorwiegend empirischen Arbeitsweise auf dem Gebiet der Oberflächenbehandlung und -stabilisierung [siehe radio und fernsehen 9 (1962) S. 270 und 271] gilt diese Schlußfolgerung aus den Messungen der Standard Electric, was das Füllmittel zum Schutz der Oberfläche betrifft, u. U. nur bedingt. Es ist nicht ausgeschlossen, daß an anderen Stellen etwas günstigere Ergebnisse erzielt wurden. Auf alle Fälle ist jedoch das Weichlöten nachteilig, da bei der zum Löten erforderlichen Temperatur meist unerwünschte Verunreinigungen frei werden [5].

Das günstigste Bild hinsichtlich der Alterung ergibt zweifellos das Kaltschweißverfahren [6]. Nach den Feststellungen der Standard Electric ist bei 95 % der in der Fabrikation eines bestimmten Transistortyps anfallenden Exem-

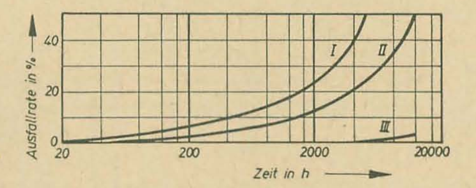


Bild 1: Lebensdauerkurven legierter Germaniumtransistoren, Lagerung bei 25 °C

I: Transistor in weichgelötetem Gehäuse, Oberfläche des Halbleiters mit Silikonfett bedeckt
II: Halbleiterelement mit Araldit vergossen, Gehäuse weich gelötet
III: Kaltverschweißtes Gehäuse ohne Verwendung eines Getters

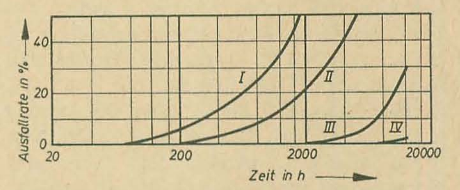


Bild 2: Lebensdauerkurven legierter Germaniumtransistoren, Lagerung bei 65 °C bzw. 75 °C

I: Transistor in weichgelötetem Gehäuse, Oberfläche des Halbleiters mit Silikonfett bedeckt (65 °C)
II: Halbleiterelement mit Kunstharz vergossen, Gehäuse weich gelötet (65 °C)
III: Kaltverschweißtes Gehäuse ohne Getter (75 °C)
IV: Kaltverschweißtes Gehäuse mit Getter (75 °C)

ist also für die Herstellung dauerhafter Transistoren besonders wichtig.

Die Bilder 1 und 2 zeigen Lebensdauerkurven von Transistoren verschiedener technologischer Ausführung. Die im Verlaufe der Weiterentwicklung erzielten Fortschritte sind unschwer zu erkennen. Unter „Ausfall" wird hier ein Ansteigen des Reststromes in Basisschaltung (I_{CBO}) auf Werte über 100 μA bei einer Kollektorspannung von 9 bzw. 12 V verstanden.

Aus der Kurvendarstellung der Bilder 1 und 2 kann man die Schlußfolgerung ziehen, daß weichgelötete Transistorgehäuse keinesfalls im Sinne der Halbleitertechnik als dicht anzusehen sind und nur eine unzureichende Lebensdauer garantieren, auch dann, wenn das Gehäuse mit Silikonfett oder mit Araldidharz gefüllt ist.

plare der Dichtigkeitsgrad höher als 10^{-12} cm³/s · at. Die restlichen 5 % besitzen eine Dichtigkeit um 10^{-6} cm³/s · at und werden durch eine Dichtigkeitsprüfung in Wasser bei einem Druck von 15 kp/cm² ausgeschieden. Die Undichtigkeit ist nach einigen Stunden an der Veränderung der elektrischen Daten erkennbar.

Die größte Schwierigkeit bei der Herstellung von Transistoren mit hoher Lebenserwartung ist jedoch die, zu verhindern, daß im Verlaufe des Fabrikationsprozesses Feuchtigkeit in das Gehäuse eindringt. Nach theoretischen Überlegungen sollte im Transistorgehäuse ein Wasserdampfdruck von weniger als $8 \cdot 10^{-3}$ Torr herrschen. Das heißt, in einem Kubikzentimeter dürften höchstens 10^{-8} g Wasser vorhanden sein. Derartige Wassermengen sind selbst bei trockener Luft stets an der Innen-

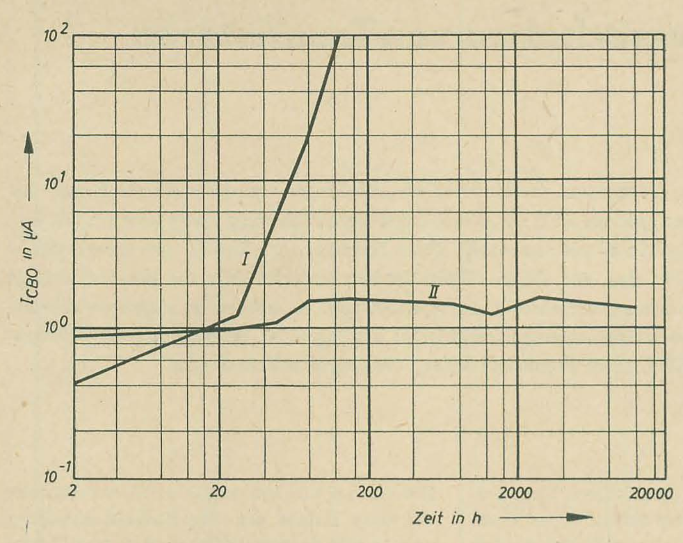


Bild 3: Verhalten des Reststroms I_{CB_0} legierter Germaniumtransistoren bei einer Lagerungstemperatur von 135 °C und $U_{CB} = 9$ V
I: Transistoren ohne Getter
II: Transistoren mit Getter

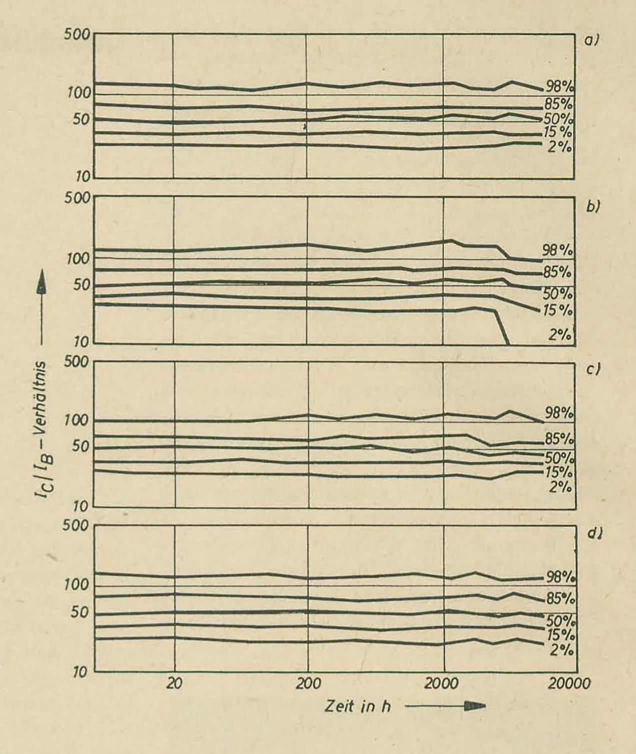


Bild 4: Änderung des I_C/I_B-Verhältnisses von Germaniumtransistoren ohne Getter ▶ a) Lagerung bei Raumtemperatur; b) Lagerung bei 75 °C; c) Zyklische Belastung 160 ± 20 mW; d) Konstante Belastung 205 ± 45 mW

wand des Gehäuses adsorbiert. Das Ausheizen der Feuchtigkeit ist kaum möglich, da fertige Transistoren im spannungslosen Zustand auf höchstens 135 °C erhitzt werden dürfen. Aus diesem Grunde ging man bei der Transistorfertigung der Standard Electric zur Verwendung eines Feuchtigkeitsgetters über. Auf diese Weise war es möglich, im Temperaturbereich zwischen —60 °C und +150 °C den geforderten Wasserdampfdruck zu halten. Die Ausfallrate bei der Lebensdauerprüfung — Lagerung bei 75 °C — derartiger Transistoren beträgt nach 12000 Stunden nur noch 2% (Bild 2, Kurve IV). Dabei waren die Ausfälle noch zum größten Teil auf eine konstruktive Unzuträglichkeit, nämlich das Lösen des Sprengringes, der die Getterpille hielt, zurückzuführen. Besonders deutlich wird die Verbesserung, die ein geeignetes Gettermaterial bringt, bei einer auf 135 °C erhöhten Lagerungstemperatur (Bild 3).

In den Bildern 4a ·· 4d ist das Verhalten des Gleichstromverstärkungsfaktors I_C/I_B von Transistoren kleiner Verlustleistung (200 mW) unter verschiedenen Belastungsbedingungen dargestellt. Die Prozentangaben an den Kurven besagen, daß 98% bzw. 85% usw. aller Transistoren mit ihren Werten unterhalb der betreffenden Kurve liegen.

Die auszugsweise wiedergegebenen Ergebnisse der Lebensdaueruntersuchungen bei der Standard Electric haben gezeigt, daß Germaniumtransistoren mit Feuchtigkeitsgetter eine Lebenserwartung von mehr als 10^5 Stunden besitzen. Ferner scheinen bei Verwendung eines Getters Sperrschichttemperaturen von mehr als 100 °C durchaus zulässig zu sein.

Es soll nicht unerwähnt bleiben, daß man bei der Fertigung dauerhafter Siliziumtransistoren andere Wege geht. Hier bemüht man sich, die Oberfläche des Siliziumplättchens mit einer Oxydschicht (SiO_2-Quarz) zu überziehen, die bekanntlich chemisch und physikalisch überaus inaktiv ist. Der Einsatz eines Feuchtigkeitsgetters bei sehr langlebigen Transistoren, die zweifellos Siliziumtransistoren sein werden, ist daher unwahrscheinlich. *Elektronus*

Literatur

[1] Fuller und Ditzenberger: Effect of Structural Defects in Germanium on the Diffusion of Acceptor Behaviour; Journal of Appl. Physics Januar (1957) S. 40

[2] Roschen und Thornton: Solid — State Dissolution of Germanium by Indium in Semiconductor Devices; Journal of Appl. Physics Juni (1958) S. 293

[3] Wallmark und Johnson: Influence of Hydration — Dehydration of the Germanium Oxide Layer on the Characteristics of pnp-Transistors; RCA — Review 4 (1957) S. 512

[4] Wallmark: Influence of Surface Oxidation a_{cb} of Germanium pnp-Transistors; RCA-Review 6 (1957) S. 225

[5] Rottgardt: Technologische Maßnahmen zur Steigerung der Zuverlässigkeit von Bauelementen; NTZ. November (1960) S. 5087

[6] Bosvell und Humphry: Cold Pressure — welding and its Influence on Device Design and Manufacture; Proceed. I.E.E. Mai (1959) S. 454

Eine Dimensionierungsvorschrift für den Differenzverstärker

Dipl.-Ing. H. MEYL und Dipl.-Phys. R. VOLLSTÄDT

In der Meß-, Steuer- und Regelungstechnik kommt es häufig vor, daß eine Differenz zweier Größen gebildet werden muß. Wird ein gefertigtes Werkstück auf seine Abmessung hin geprüft, so müssen seine Maße innerhalb der gewissen Toleranzgrenze liegen, damit es nicht zum Ausschuß gezählt zu werden braucht. Die Toleranz selbst wird aus der Differenz zwischen dem Soll- und dem Istwert gebildet.

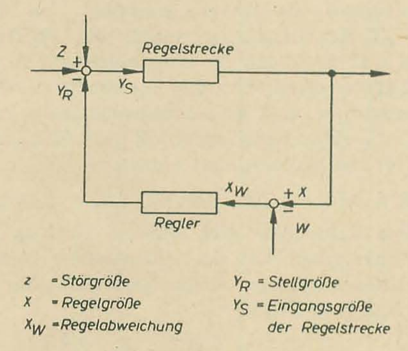


Bild 1: Prinzip eines Regelkreises

Auch innerhalb eines Regelkreises muß eine Differenzbildung vorgenommen werden (Bild 1). Der Regler darf erst dann ansprechen, wenn der Istwert, im regelungstechnischen Sinn die Regelgröße „x", vom Sollwert, der Führungsgröße „w" abweicht. Die Änderung der Regelgröße „x" trägt immer ein positives Vorzeichen, während die Führungsgröße „w" mit negativen Vorzeichen in den Regelkreis einzuführen ist. Die Differenz $x_w = x - w$ heißt Regelabweichung und liegt am Eingang des Reglers. Da häufig in Regelkreisen mit elektronischen Anordnungen gearbeitet wird, kann man für die Bildung der Regelabweichung einen Gegentaktverstärker einsetzen (Bild 2). Das Steuergitter der einen Röhre erhält die Regelgröße „x". Diese Regelgröße muß, wenn sie nicht als elektrische Spannung vorliegt, in eine solche, dem ursprünglichen Signal analoge Größe umgeformt werden. An dem Steuergitter der anderen Röhre liegt dann die Führungsgröße „w". Zwischen den

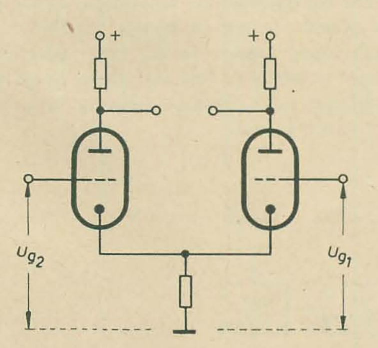


Bild 2: Prinzipschaltung des Gegentaktverstärkers

beiden Anoden kann eine Spannung U abgenommen werden, die proportional ist der Differenz der an den beiden Steuergittern anliegenden Spannungen. In der Praxis liegt häufig der Fall vor, daß zwischen den beiden Anoden ein endlicher Verbraucherwiderstand liegt. Dies wäre z. B. der Eingangswiderstand des Reglers oder der Innenwiderstand eines Meßinstrumentes.

Um Leistungsanpassung verwirklichen zu können, muß dieser Querwiderstand in einem bestimmten Verhältnis zum Innenwiderstand der verwendeten Röhren stehen. Diese Beziehung soll im folgenden abgeleitet werden.

In den Anodenkreisen der beiden Röhren liegen drei Widerstände (Bild 3), die beiden gleichgroßen Anodenwiderstände R_a und zwischen den Klemmen a—b der Querwiderstand R.

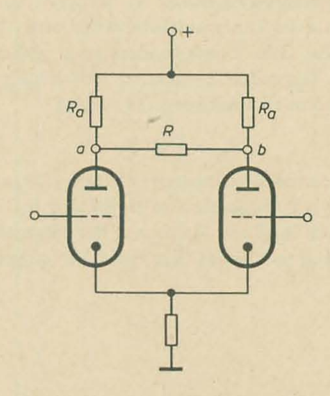


Bild 3: Gegentaktverstärker mit Verbraucherwiderstand

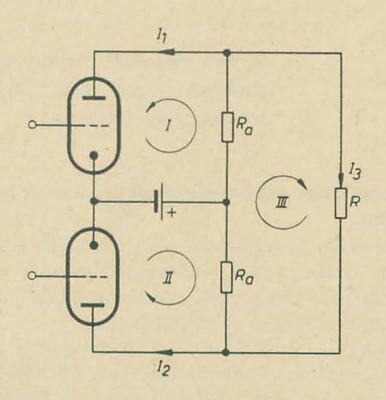


Bild 4: Anwendung der Kirchhoffschen Regeln auf den Gegentaktverstärker

Bei der Rechnung sollen diejenigen Elemente unberücksichtigt bleiben, die zur Aufrechterhaltung der Betriebsbedingungen der Röhre nötig sind (Gitterableitwiderstände, Koppelkondensatoren usw.).

Mit Hilfe der Kirchhoffschen Regeln (Bild 4) gewinnt man für jede Masche eine Gleichung. Mit den eingezeichneten Strömen und dem angegebenen Umlaufsinn ergibt sich für Masche III:

$$I_3R - I_2R_a + I_1R_a + 2\,I_3R_a = 0,$$

$$I_3 = \frac{(I_2 - I_1)\,R_a}{R + 2\,R_a} \qquad (1)$$

Der Ausdruck $I_2 - I_1 = \Delta I_a$ stellt die Differenz der beiden Anodenströme dar. Dabei ist für $|-U_{g1}| < |-U_{g2}|$ der Strom $I_{a1} > I_{a2}$.

Für eine einzelne Röhre gilt

$$\Delta I_a = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g}\,\Delta U_g = S_a\,\Delta U_g \qquad (2)$$

Mit ΔU_g ist die Änderung der Gitterspannung und mit ΔI_a die Änderung des Anodenstromes gemeint; S_a stellt die Arbeitssteilheit der Röhre dar. Die Arbeitssteilheit ist abhängig von der statischen Steilheit, wie sie in den Propagan-

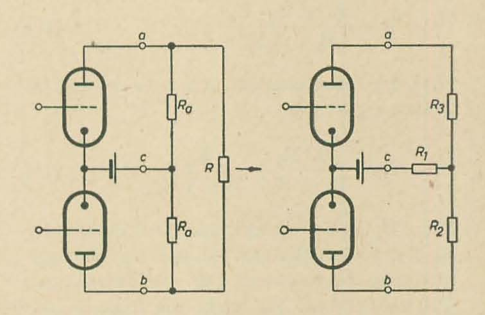


Bild 5: Dreieck-Stern-Transformation

dadaten der Röhre angegeben wird, dem Innenwiderstand R_i der verwendeten Röhre und dem wirksamen Arbeitswiderstand R_a'

$$S_a = \frac{S \cdot R_i}{R_i + R_a'} \qquad (3)$$

Beim Gegentaktverstärker geht in den wirksamen Arbeitswiderstand R_a' eine Kombination von R und R_a ein. Der Widerstand R_a' kann durch eine Dreieck-Stern-Transformation gewonnen werden (Bild 5).

Bei der Sternschaltung sind als Arbeitswiderstände einmal die Reihenschaltung $R_1 + R_3$ und ein andermal $R_1 + R_2$ wirksam. Um den Zusammenhang zwischen R_1, R_2, R_3 einerseits und R, R_a anderseits zu finden, muß der jeweilige Widerstand zwischen den einzelnen Klemmen beim Stern und beim Dreieck gleich sein.

Es ergibt sich für Klemme a—c

$$R_1 + R_3 = \frac{R_a\,(R_a + R)}{2\,R_a + R} \qquad (4)$$

für Klemme b—c

$$R_1 + R_2 = \frac{R_a\,(R_a + R)}{2\,R_a + R} \qquad (5)$$

für Klemme a—b

$$R_2 + R_3 = \frac{2\,R_a \cdot R}{2\,R_a + R} \qquad (6)$$

Damit sind drei Gleichungen gewonnen, um die drei Unbekannten R_1, R_2, R_3 bestimmen zu können. Aus Symmetriegründen besteht Gleichheit zwischen R_2 und R_3

$$R_2 = R_3.$$

Werden die Gleichungen aufgelöst, bekommt man für die unbekannten Widerstände folgende zwei Bestimmungsgleichungen:

$$R_2 = R_3 = \frac{R_a \cdot R}{2\,R_a + R} \qquad (7)$$

und

$$R_1 = \frac{R_a^2}{2\,R_a + R} \qquad (8)$$

Durch die beiden Gleichungen (7) und (8) ist man in die Lage versetzt, die Gleichung für die Arbeitssteilheit auf die Verhältnisse des Differenzverstärkers anzuwenden.
In Gleichung (1) steht die Differenz der Anodenströme der beiden Röhren, die im Differenzverstärker vereinigt sind. Es wird nun Gleichung (1) mit Gleichung (2) verbunden.

$$I_3 = \frac{(I_2 - I_1)\,R_a}{R + 2\,R_a} = \frac{\Delta\,I_a \cdot R_a}{R + 2\,R_a} \qquad (9)$$

$$I_3 = \frac{S_a \cdot \Delta\,U_g \cdot R_a}{R + 2\,R_a} \qquad (10)$$

Wird die Arbeitssteilheit durch Gleichung (3) ersetzt, ergibt sich

$$I_3 = \frac{S \cdot R_i}{R_i + R_a'} \cdot \frac{R_a}{R + 2\,R_a} \cdot \Delta\,U_g \qquad (11)$$

Für ΔU_g ist nun sinngemäß die Differenz der an den beiden Gittern anliegenden Wechselspannung einzusetzen. Für den wirksamen Außenwiderstand R_a' wirkt die Reihenschaltung von $R_1 + R_2$ bzw. $R_1 + R_3$. Die Gleichungen (7) und (8) werden addiert.

$$R_a' = R_1 + R_2 = \frac{R_a\,(R + R_a)}{2\,R_a + R} \qquad (12)$$

Dieser Ausdruck wird für R_a' in Gleichung (11) eingesetzt.

$$I_3 = S \cdot \Delta\,U_g \frac{R_i \cdot R_a}{R_i\,(R + 2\,R_a) + R_a\,(R + R_a)} \qquad (13)$$

Die vom Verbraucher R aufgenommene Leistung N ist durch die folgende Gleichung gegeben.

$$N = I_3^2 R \qquad (14)$$

Mit den entsprechenden Werten für I_3 ergibt sich

$$N = \frac{S^2\,(\Delta\,U_g)^2\,R_i^2 \cdot R_a^2}{[(R + 2\,R_a)\,R_i + R_a\,(R + R_a)]^2} \cdot R \qquad (15)$$

Die abgegebene Leistung des Differenzverstärkers hängt nun im wesentlichen von den zwei Variabeln R und R_a ab.
Um das Leistungsmaximum zu finden, müssen die partiellen Ableitungen nach diesen beiden Variabeln zumindest Null sein. Man bekommt dann zwei Bestimmungsgleichungen für R und R_a.

$$\frac{\delta\,N}{\delta\,R} = 0 \quad \text{und} \quad \frac{\delta\,N}{\delta\,R_a} = 0 \qquad (16)$$

$$\frac{\delta\,N}{\delta\,R_a} = S^2\,(\Delta\,U_g)^2\,R_i^2 \left[\frac{2\,R_a \cdot R\,[(R + 2\,R_a)\,R_i + R_a\,(R + R_a)]^2}{[(R + 2\,R_a)\,R_i + R_a\,(R + R_a)]^4} - \frac{2\,R \cdot R_a^2\,[2\,R_i + R + 2\,R_a]\,[(R + 2\,R_a)\,R_i + R_a\,(R + R_a)]}{[(R + 2\,R_a)\,R_i + R_a\,(R + R_a)]^4}\right] \qquad (17)$$

Da die Bedingung (16) gilt, bekommt man für den Widerstand R

$$R_i \cdot R = R_a^2 \qquad (18)$$

Entsprechend wird die partielle Ableitung nach R gebildet:

$$\frac{\delta\,N}{\delta\,R} = S^2\,(\Delta\,U_g)^2\,R_i^2 \cdot R_a^2 \left[\frac{[(R+2\,R_a)\,R_i + R_a\,(R+R_a)]^2}{[(R+2\,R_a)\,R_i + R_a\,(R+R_a)]^4} - \frac{2\,[(R+2\,R_a)\,R_i + R_a\,(R+R_a)] \cdot (R_i + R_a)\,R}{[(R+2\,R_a)\,R_i + R_a\,(R+R_a)]^4}\right] \qquad (19)$$

Auch für die Gleichung (19) ist die Bedingung (16) gültig

$$2\,R_i\,R_a + R_a^2 = R_i\,R + R_a\,R. \qquad (20)$$

Gleichung (18) in Gleichung (20) eingesetzt ergibt

$$R = 2\,R_i \qquad (21)$$

Um also Anpassung zu erreichen, muß der Verbraucherwiderstand R doppelt so groß sein wie der Innenwiderstand der verwendeten Röhren. Die Anodenwiderstände gehorchen dann folgender Beziehung: Gleichung (21) eingesetzt in Gleichung (18) ergibt

$$R_a = \sqrt{2} \cdot R_i \qquad (22)$$

Werden die Gleichungen (21) und (22) in Gleichung (12) eingesetzt, so ergibt sich $R_a' = R_i$. Folglich liegt ein Maximum der abgegebenen Leistung vor. Setzt man die Gleichungen (21) und (22) in Gleichung (13) ein, erhält man

$$I_{3\,\text{Anpass}} = \Delta\,U_g\,S\,\frac{\sqrt{2}}{4\,(\sqrt{2} + 1)} = \Delta\,U_g\,\frac{S}{4 + \sqrt{2^3}} \qquad (23)$$

Damit ergibt sich für die Leistungsanpassung

$$N_{\text{Anpass}} = S^2 \cdot (\Delta\,U_g)^2 \cdot \frac{R_i}{4\,(3 + 2\sqrt{2})}$$

$$= \frac{S^2 \cdot (\Delta\,U_g)^2 \cdot R_i}{23{,}3} \qquad (24)$$

Als Beispiel soll ein Differenzverstärker dienen, welcher mit den Röhren vom Typ EL 83 bestückt ist. Die Röhren sind, um R_i zu erniedrigen, als Trioden geschaltet. Aus der U_g/I_a-Kennlinienschar wurde die Steilheit $S = 12$ mA/V und der Innenwiderstand $R_i = 2$ kΩ ermittelt. Um die Anpassung zu verwirklichen, sind die Anodenwiderstände und der Verbraucherwiderstand R nach Gleichung (21) und (22) bestimmt worden.

$$R = 2\,R_i = 4\,\text{k}\Omega, \qquad R_a = \sqrt{2}\,R_i = 2{,}83\,\text{k}\Omega$$

Das Röhrenpaar gibt folgende Leistung in Abhängigkeit von der Differenz der beider Gitterspannungen an den Verbraucherwiderstand $R = 2\,R_i$ ab.

$$N = S^2\,(\Delta\,U_g)^2 \cdot R_i \cdot \frac{1}{23{,}3} = 12{,}4\,\frac{\text{mA}}{\text{V}}\,(\Delta\,U_g)^2$$

Beträgt die Differenzspannung $\Delta U_g = 1$ V, so muß durch den Querwiderstand ein Strom von etwa 1,8 mA fließen. Die Ergebnisse des Experimentes bestätigen die Theorie.

Die automatische Schwundregelung

In dem folgenden Beitrag sollen Wesen und Wirkungsweise der automatischen Schwundregelung eines Supers, der am häufigsten vorkommenden Empfängerschaltung, erklärt werden.

Zweck der automatischen Schwundregelung

An einem Empfangsort sind die Feldstärken der verschiedenen einfallenden Sender auf Grund der Entfernung und Sendeleistung der einzelnen Sender verschieden stark.
Weiterhin gehört zu den unangenehmsten Erscheinungen in der Funktechnik der Fading, durch den die Feldstärke eines Senders Schwankungen unterworfen ist.
Auf Grund dieser Erscheinungen müßte demnach die Lautstärke am Empfänger sowohl beim Betrieb als auch bei vorgenommener Senderwahl dauernd nachgestellt werden. Diese unangenehmen Nachregelungen soll die automatische Schwundregelung verhindern, so daß an der Endstufe des Empfängers annähernd die gleiche Ausgangsleistung vorhanden ist, unabhängig davon, ob ein Orts- oder Fernsender empfangen wird oder ob die Empfangsfeldstärke eines Senders zeitweise unter den Normalwert sinkt.

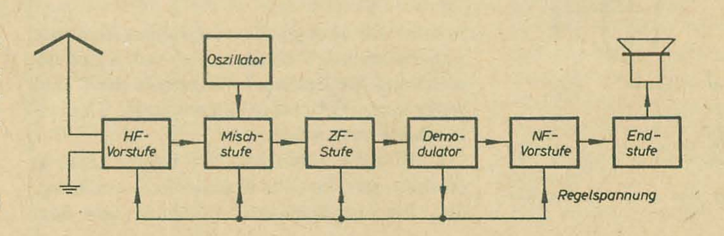


Bild 1: Blockschaltbild eines Supers

Prinzipielle Durchführung der Schwundregelung

In der Praxis wird die Schwundregelung so durchgeführt, daß mittels einer der Trägeramplitude proportionalen Spannung, der Regelspannung, die Verstärkung verändert wird.
Man erzeugt eine gegenüber Masse negative Spannung, mit der die Vorspannung der Steuergitter der Regelröhren verändert wird. Diese Regelröhren besitzen eine Exponentialkennlinie, die zur Eigenschaft hat, daß sich die Steigung mit der Gittervorspannung konstant ändert (konstante Krümmung), wodurch eine stetige Verstärkungsänderung gewährleistet ist [1].
Eine hohe Trägeramplitude bewirkt eine hohe negative Regelspannung und damit eine Herabsetzung der Verstärkung und umgekehrt. Das Blockschaltbild (Bild 1) gibt einen Überblick über die Schwundregelung im Super.

Erzeugung der Regelspannung

Die Demodulation hat die Aufgabe, den Nachrichteninhalt, die Niederfrequenz, vom zwischenfrequenten Träger zu trennen. Die am Schwingkreis abgegriffene Spannung wird gleichgerichtet. Der Arbeitswiderstand R_1 (Bild 2) ist mit einem Kondensator überbrückt, der eine Spitzengleichrichtung gewährleistet; es wird also stets die Hüllkurve,

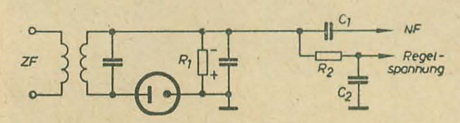


Bild 2: Prinzip der Erzeugung der Regelspannung

in der der Nachrichteninhalt steckt, abgetastet. Über R_1 entsteht eine pulsierende Gleichspannung, genau genommen ist es eine Mischspannung. Ihr Wechselstromanteil wird nach Abtrennen des Gleichstromanteils über den Kondensator C_1 dem NF-Teil zugeführt [2].

Der Gleichspannungsanteil wird nun für die automatische Lautstärkeregelung benutzt. Er ist nichts anderes als die Richtspannung und stellt, nachdem sie gesiebt wurde, die geforderte Regelspannung dar. Neben seiner eigentlichen Aufgabe hat der Demodulator demnach eine weitere wichtige Funktion. Die Regelspannung wird so am Arbeitswiderstand R_1 abgenommen, daß sie gegenüber der Masse negativ ist. Sie muß sich mit der Änderung der ZF-Amplitude mehr oder weniger schnell ändern. Wollte man die pulsierende Gleichspannung, wie sie über R_1 abfällt, als Regelspannung benutzen, würden sämtliche Tonfrequenzen mit ausgeregelt. Aus diesem Grund muß die Spannung gesiebt werden, was in der Siebkette, die aus R_2/C_2 besteht, geschieht.
Die Zeitkonstante dieser Siebkette muß groß genug sein, damit ein Ausregeln der tiefsten Niederfrequenz ausgeschlossen ist. Anderseits darf sie aber auch nicht allzu groß sein, muß also noch klein genug sein, damit auch schnelle Schwankungen des Trägers ausgeregelt werden. In der Praxis liegt die Zeitkonstante bei 0,1 ··· 0,2 s.
Die Regelspannung ist folglich die gesiebte Richtspannung.

Rückwärts- und Vorwärtsregelung

Das Blockschaltbild (Bild 1) läßt erkennen, daß die Regelspannung zu den Röhren der Stufen vor und nach der Demodulatorstufe geführt wird (Rückwärts- und Vorwärtsregelung).
Bei der Rückwärtsregelung wird die negative Regelspannung zu den Steuergittern der Röhren in der HF-Vorstufe, Mischstufe und ZF-Stufe geführt. Bei großer ZF-Amplitude wird infolge der hohen negativen Regelspannung der Arbeitspunkt auf der gekrümmten Kennlinie in ein Gebiet geringerer Steilheit verschoben, wodurch die Verstärkung und damit wieder die negative Regelspannung sinkt. Die auftretenden Trägeramplitudenschwankungen machen sich allerdings noch als Lautstärkeschwankungen bemerkbar, weil der Regelvorgang überhaupt erst eingeleitet wird, wenn am Demodulatorausgang eine Trägeramplitudenänderung auftritt [3].
Um eine bessere Regelwirkung zu erhalten, wird zusätzlich die Vorwärtsregelung angewandt, bei der noch die NF-Vorröhre geregelt wird. Da hier aber verhältnismäßig hohe Gitterwechselspannungen auftreten, kann man nicht, wie bei der Rückwärtsregelung, nur den Arbeitspunkt auf der gekrümmten Kennlinie in Gebiete unterschiedlicher Steilheit verschieben, da dann die nichtlinearen Verzerrungen unerträglich hoch sind (Klirrfaktor). Man wendet deshalb das Prinzip der sog. „gleitenden" Schirmgitterspannung an, mit dem man gewissermaßen einen Kompromiß zwischen Regelwirkung und Klirrfaktor eingeht.
Zur Erreichung dieses Effekts wird die Schirmgittervorspannung nicht wie üblich an einem Spannungsteiler abgegriffen, sondern durch einen Vorwiderstand erzeugt. Sinkt die Verstärkung der Schirmgitterröhre und als Ursache der Katodenstrom, tritt wegen der Abnahme des Spannungsabfalls am Vorwiderstand eine Schirmgitterspannungserhöhung auf; die Schirmgitterspannung ändert sich also während der Regelung.
Durch eine hohe negative Regelspannung (große ZF-Amplitude) wird die negative Vorspannung der NF-Vorröhre erhöht, wodurch der Arbeitspunkt in ein Gebiet geringerer Steilheit wandert, so daß die Verstärkung abnimmt. Dadurch erhöht sich die Schirmgitterspannung, was zur Folge hat, daß der Arbeitspunkt auf eine andere Kennlinie übergeht, die bei gleicher negativer Gittervorspannung eine höhere Steilheit besitzt. Der Arbeitspunkt wandert folglich im wesentlichen nicht auf einer gekrümmten Kennlinie, sondern auf einer Kennlinienschar. Das führt natürlich zu einer Herabsetzung der Regelwirkung aber ebenso der Verzerrungen.

Unverzögerte Regelung und verzögerte Regelung

Unter der unverzögerten Regelung versteht man die Art der Schwundregelung, wie sie bisher beschrieben wurde; jede Trägeramplitude erzeugt eine ihr entsprechende hohe negative Regelspannung. In den meisten Superschaltungen wird das Prinzip der verzögerten Regelung angewandt. Dabei wird eine Regelspannung erst von einer bestimmten Trägeramplitude an erzeugt, die Regelung setzt erst an dieser Stelle ein. Das hat den Vorteil, daß die Schwundregelung bei schwachen Sendern

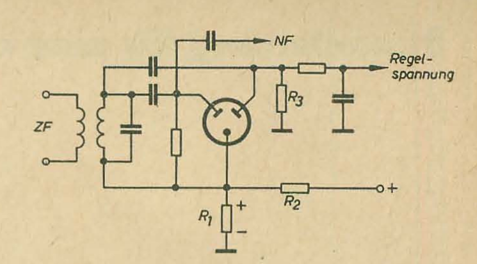


Bild 3: Prinzip der verzögerten Regelung

aussetzt, wodurch diese voll verstärkt werden.
Bei der verzögerten Regelung ist für die Regelspannungserzeugung eine gesonderte Diode notwendig (Bild 3).
Das linke Diodensystem dient ausschließlich zur Demodulation. Die Anode des rechten Diodensystems wird negativ gegenüber der Katode vorgespannt. Das geschieht durch einen Spannungsabfall über R_1, der durch einen konstanten Hilfsgleichstrom über R_2 hervorgerufen wird. Eine Regelspannung wird erst dann erzeugt, wenn die ZF-Spannung über R_3 einen höheren Spannungsabfall hervorruft als der über R_1 beträgt. Dann erst öffnet die Diode; die Regelung setzt mit der Regelspannungserzeugung verzögert ein.

W. Hoyer

Literatur

[1] H. Meinke u. F. W. Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik; Springer-Verlag Berlin/Göttingen/Heidelberg 1956
[2] C. Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, II. Band
[3] H. Richter: Demodulatoren und automatische Lautstärkeregelung; Funktechnik 13 (1955) S. 366

Bauanleitung für eine elektronische Belichtungsuhr

Die bisher veröffentlichten Schaltungen arbeiten meist nach dem Prinzip einer gasgefüllten Triode (Stromtor) oder mit Glimmröhren. Diese Schaltungen haben aber den Mangel, daß Stromtore, z. B. PL 21, nicht oder sehr schwer im Handel erhältlich sind. Verwendet man aber Glimmröhren, so ist die Wiederkehrgenauigkeit des Zeitintervalles zu gering, um Colorarbeiten damit auszuführen. Aus diesem Grunde arbeitet das hier beschriebene Gerät (Bild 1) mit einer normalen Hochvakuumverstärkerröhre, im Mustergerät eine ECC 81, bei welcher ein System defekt ist. Selbstverständlich kann auch eine andere geeignete Röhre Verwendung finden, wenn sie genügend steil ist und den erforderlichen Anodenstrom für das Arbeitsrelais (A) aufbringt.

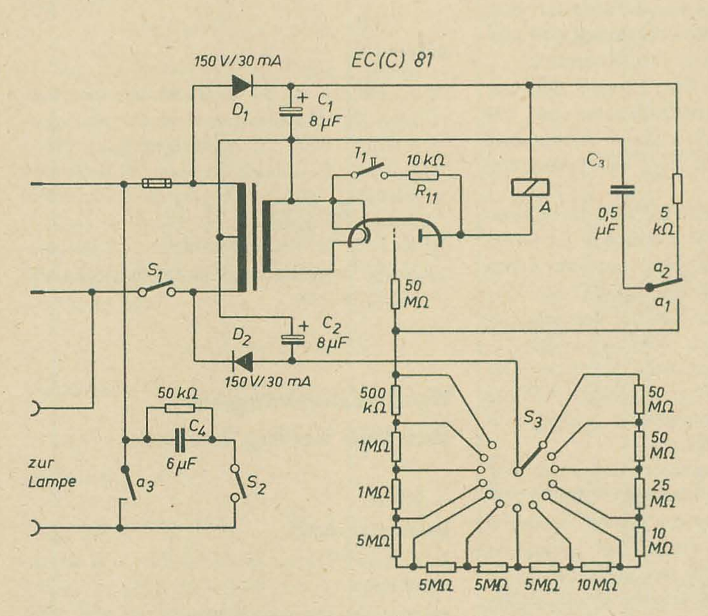


Bild 1: Schaltbild der elektronischen Belichtungsuhr

Bild 2: Innenansicht des Gerätes

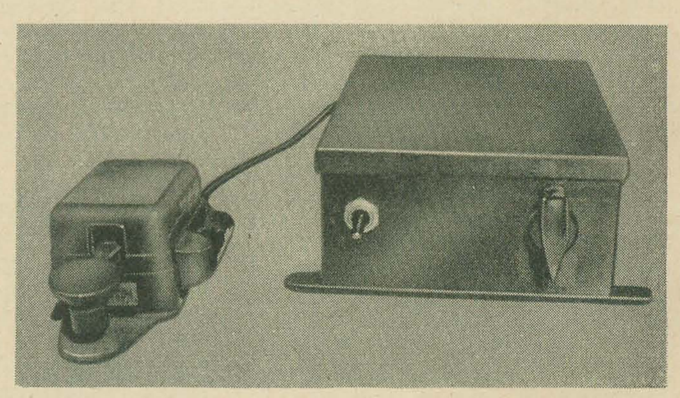


Bild 3: Außenansicht des Gerätes mit Taste

Der Aufbau (Bild 2) ist völlig unkritisch, nur im Gitterkreis ist auf gute Isolation und kurze Leitungsführung zu achten, da das Gitter sehr hochohmig angeschlossen ist und daher auf Brummeinstreuung reagiert.

Die angelegte Netzspannung gelangt über den Schalter S_1 an den Heiztrafo, welcher gleichzeitig die Netzspannung halbiert.

Nach der Gleichrichtung durch die Diode D_1 entsteht eine positive Teilspannung, die als Anodenspannung für die Röhre verwendet wird. Im Anodenkreis der Röhre liegt das Relais A.

Die Triode kann noch keinen Anodenstrom ziehen, da sie über die Widerstandskette negativ mit —150 V gesperrt wird.

C_1 und C_2 sind die Ladekondensatoren für beide Teilspannungen. Wird die Taste T_1 betätigt (im Mustergerät ist sie eine Morsetaste; es kann aber auch ein Klingeltaster o. ä. sein), so zieht das Relais A an und legt eine positive Spannung des Kondensators C_3 an das Steuergitter. Gleichzeitig wird die Vergrößerungslampe eingeschaltet. Das Relais bleibt jetzt so lange angezogen, bis eine Umladung des Kondensators C_3 stattgefunden hat und damit die Sperrspannung wieder am Steuergitter wirksam wird.

Die Anzugszeit des Relais ist von der Größe des Kondensators C_3 und den eingeschalteten Widerstandswerten abhängig.

Mit dem Umschalter S_3 können verschiedene Widerstände und damit verschiedene Zeiten gewählt werden.

Bei einer evtl. Zuschaltung von mehreren Kondensatoren ist eine dekadische Erweiterung der Zeitintervalle möglich.

Netzspannungsschwankungen machen sich kaum bemerkbar, da durch die Teilung der Netzspannung in zwei gleichgroße Spannungen die Differenz immer gleichbleibt.

Mit dem Schalter S_2 kann das Vergrößerungsgerät unabhängig eingeschaltet werden (z. B. für Bildausschnittswahl). Der Kondensator C_4 (6 ··· 8 µF 500 V) dient dann zur Schonung der Opallampe 75 W/220 V im Vergrößerungsgerät. Der Schaltungsaufbau muß aus Sicherheitsbestimmungen im geerdeten Metallgehäuse isoliert aufgebaut werden, da Dunkelkammern als Feuchträume angesehen werden müssen.

Das Relais A vom Typ RH 100 besitzt folgende Daten: 25000 Wdg, 0,06 CuL, 7 kΩ.

Der Trafo hat folgende Werte: M 55 Dyn.-Blech IV ohne Luftspalt

Primärwicklung

2× 1375 Wdg 0,12 ∅ CuL

Sekundärwicklung

1× 85 Wdg 0,6 ∅ CuL

K. Eisenbeiß

Aus der Reparaturpraxis

Umbau eines „Rembrandt" FE 852 D auf Differenztonverfahren

Nach der Inbetriebnahme des neuen Fernsehsenders Dresden im Kanal 10 fand im Empfangsgebiet eine kostenlose Umstellung der älteren Fernsehempfänger statt.
Soweit diese Geräte schon einen Kanalwähler mit Trommelschalter besaßen, wurden diese lediglich mit dem entsprechenden Segment bestückt, während Geräte mit Scheibenschaltern einen kompletten neuen Kanalwähler mit ECC 84 und ECF 82 erhielten.
Beim Betrieb mit dem neuen Kanalwähler im Kanal 10 machte sich bei einem „Rembrandt" FE 852 D das bei diesem Empfänger noch angewandte Paralleltonverfahren störend bemerkbar. Insbesondere traten ein ständiges Weglaufen des Tonoptimum, ohne daß sich der Bildeindruck veränderte, und akustische Rückkopplungen beim Nachstimmen auf Optimum auf.
Zur Beseitigung dieser Mängel wurde das Gerät auf das Differenztonverfahren umgestellt. Dieser Umbau ist völlig unkritisch und kann einschließlich des Neuabgleiches in etwa vier Stunden durchgeführt werden. Die erzielten Ergebnisse wird jeder „Rembrandt"-Besitzer begrüßen: Man braucht das Gerät nicht mehr nachzustimmen, akustische Rückkopplungen sind völlig beseitigt, und vor allem kann nunmehr ohne Rücksicht auf den Ton das rein subjektiv empfundene Bildoptimum eingestellt werden.
Der Umbau erfolgt nach der Schaltung entsprechend Bild 1. Die neu eingebauten Bauelemente sind stark ausgezogen. Zunächst entfernt man die Ton-ZF-Filter L_{15} und L_{16} mitsamt den Anschlußdrähten, die Verbindung von der Tonauskopplerspule in L_{12} (am Trimmer C_{17}) zum Gitter der 1. Ton-ZF-Röhre $Rö_8$ und die Verdrahtung an der Fassung der Tongleichrichterröhre $Rö_{10}$.

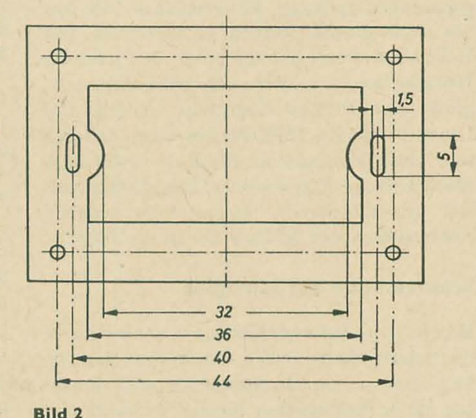
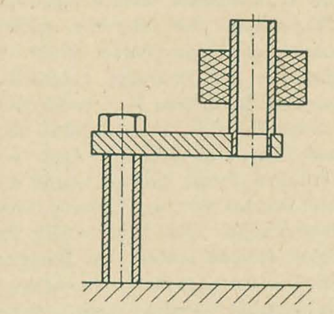


Bild 2


Bild 3

Anstelle der alten Ton-ZF-Filter L_{15} und L_{16} wurden in dem umgebauten Gerät die DF-Filter 014 und 015 vom „Dürer" FE 855 G eingesetzt. Diese Filter passen jedoch nicht in die vorhandenen Chassisdurchbrüche. Deshalb fertigt man aus 0,5-mm-Blech nach Bild 2 zwei Zwischenbleche an. Die neuen Filter befestigt man mittels der Keile auf diesen Zwischenblechen und schraubt sie über Distanzrollen (10 ··· 12 mm) am Chassis genau über den vorhandenen Durchbrüchen an, nachdem man vorher die entsprechenden 3-mm-Löcher in das Chassis gebohrt hat (Vorsicht! Bildröhre!!).
Die Tonauskopplerspule 016 des „Dürer" wird auf einer kleinen HP-Platte angeklebt (Bild 3) und ebenfalls über eine Distanzrolle (20 ··· 25 mm) neben die Fassung der Bildgleichrichterröhre $Rö_6$ am Chassis angeschraubt. Die Verbindung von der Tonauskopplerspule zum Gitter der 1. DF-Röhre $Rö_8$ erfolgt über ein etwa 20 ··· 25 cm langes kapazitätsarmes HF-Kabel vom Typ 8016.1 oder 604.1 (Kabelwerk Vacha). Das Kabel wird mit einer Kabelschelle am Chassis befestigt. Bild 4 zeigt die mechanische Anordnung.

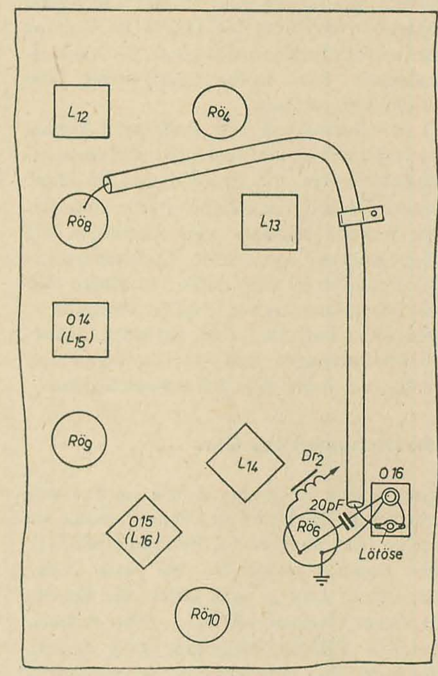
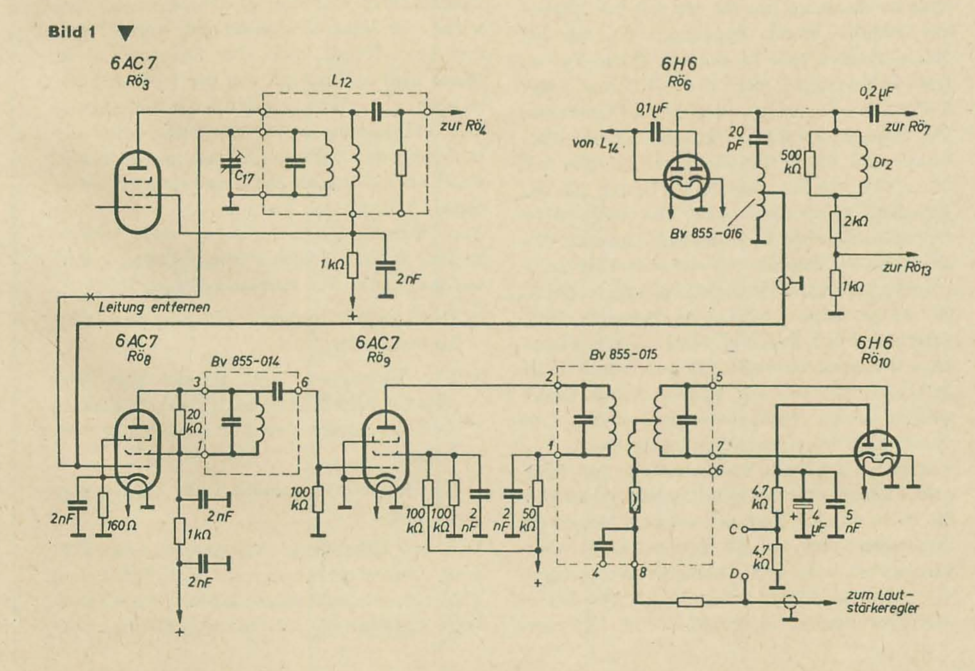


Bild 4

Nach diesen mechanischen Vorbereitungen kann die Verdrahtung nach Bild 1 beginnen, die neben dem Neuanschluß der Filter lediglich den Umbau des Tongleichrichters auf die Ratiodetektorschaltung umfaßt. Entgegen der Originalschaltung des „Dürer" wurde die Tonauskopplerspule 016 nicht über 5 nF an die Anode des Bildgleichrichters angeschlossen, sondern über 20 pF, wodurch sich ein schärferer Schwarz-Weiß-Übergang ergab.
Bei dem Mustergerät wurden nach dem Umbau lediglich die Differenzfrequenzfilter 014 und 015 bei laufendem Sender auf Maximalausschlag (Instrument zwischen C und Masse) und Nulldurchgang (Instrument zwischen C und D) abgeglichen. Ein Nachstimmen der Bild-ZF-Filter erübrigt sich, da ein Intercarrierbrummen nicht beobachtet wurde.

R. Gärtner

Bild 1 ▼



Implosionsgeschützte Bildröhren

FRITZ KUNZE

Fernsehbildröhren sind verhältnismäßig große Vakuumgefäße. Auf ihren Glaswänden ruht ein gewaltiger Luftdruck. Der äußere Luftdruck, der auf der Bildröhre lastet, ist mit etwa einem Kilopond pro Quadratzentimeter einzusetzen. Da die Glaswände, um dem Druck standzuhalten, sehr dick sein müssen, ist die Bildröhre also sehr schwer. Wird der Kolben an irgendeiner Stelle beschädigt, so dringt plötzlich die äußere Luft in das Innere der Röhre, und die Röhre implodiert. Die Wirkung einer solchen Implosion ist genau wie die einer Explosion: Der Kolben zersplittert, das System wird zerstört.
Bei der Herstellung von Bildröhren kommt eine Implosion ab und zu einmal, vor allem am Pumpstand, vor. Im Prüffeld und im Lager dagegen erfolgen Implosionen nur noch selten. Man rechnet ungefähr eine Implosion auf 10000 Röhren. Auch beim Endverbraucher sind Implosionen sehr selten; es dürfte dasselbe Verhältnis wie im Prüffeld zugrunde zu legen sein. Trotzdem sind natürlich Sicherheitsbestimmungen und -vorkehrungen notwendig, um jeden Schaden auszuschließen.

Schutzscheiben aus Glas

Bisher wurde zu diesem Zweck im Fernsehgerät vor der Bildröhre eine Schutzscheibe aus dickem Glas angebracht, die verständlicherweise ziemlich schwer ist. Bei einer 53-cm-Röhre kann man je nach Größe der Scheibe mit einem Gewicht von 3,5 ··· 4 kp rechnen. Zwischen Bildröhrenfrontglas und Schutzscheibe ist ein Zwischenraum, der staubdicht abgeschlossen sein muß, damit sich kein Staub und möglichst wenig Rauch[1]) auf die Bildschirmfrontscheibe festsetzt. Diese Abdichtung geschieht durch einen Rahmen, eine Maske, die mit ihrem nach hinten gebogenen inneren Ausschnitt am Bildschirm, mit ihren Außenkanten an der Schutzscheibe anliegt. Durch die Maske wird aber das Bildfeld verkleinert. An den Grenzflächen Glas-Luft-Glas entstehen Reflexionen und Streulicht. Die von außen kommenden Lichtstrahlen dämpfen und verringern den Kontrast. Diese optischen Nachteile versucht man dadurch zu beseitigen, daß man die Schutzscheibe aus Filterglas macht. Hierdurch wird vor allem der Kontrast verbessert und das Streulicht mehr oder weniger verhindert. Filterglas bringt aber einen Helligkeitsverlust mit sich, der besonders groß wird, wenn das Filterglas gefärbt ist. Aus diesem Grunde sind die eine Zeitlang angepriesenen farbigen Filterscheiben, die vor das Gerät gestellt werden, zu verwerfen. Der Helligkeitsverlust hat zur Folge, daß jetzt der Helligkeitsregler weiter aufgedreht wird, d. h., große Strahlströme eingestellt werden. Der Leuchtbelag des Bildschirmes wird dadurch sehr stark beansprucht, die Katode der Bildröhre wird vorzeitig schlecht. Ein höherer Ausfall an Bildröhren, Hochspannungsgleichrichterröhren und Zeilentrafos ist die Folge.

[1]) Der Bildschirm wirkt wie ein Kondensator. Die Innenseite wird durch den hochgespannten Elektronenstrahl aufgeladen, und diese statische Aufladung bewirkt, daß sich Staub und Rauchpartikelchen (Zigarettenrauch) auf der Vorderseite des Bildschirms festsetzen. Es bildet sich allmählich ein gelblicher Belag, der das Bild natürlich stark beeinträchtigt! Deshalb beherzige: Beim Fernsehen lieber nicht rauchen!

Schutzschilde aus Hartglas

Man hat nun auf verschiedene Weise versucht, die Schutzscheibe durch eine andere Art von Implosionsschutz abzulösen. Als erste brachten die amerikanischen Firmen Sylvania und die Corning Glass Works eine Methode heraus, nach der die Schutzscheibe, sphärisch gewölbt wie die Frontscheibe der Bildröhre, mittels eines durchsichtigen Spezialharzes direkt auf die Frontscheibe der Bildröhre aufgekittet wird. Diese Art Bildröhren sind unter dem Namen Bonded-Shield-(= Schutzschild-) oder Twin-Paneel-Bildröhren bekannt. Auch von der französischen Firma Sovirel wurde das Twin-Paneel-Prinzip von den Corning Glass Works übernommen. Das Schutzschild der Bonded-Shield-Röhren besteht aus Hartglas. Obgleich die Schutzschilde nicht ganz so schwer sind wie die bisherigen Schutzscheiben, so haben sie doch noch ein beträchtliches Gewicht. Man kann es allerdings nur für die neueren Röhren mit scharfen Ecken angeben, denn nur bei diesen Röhren gibt es Bonded-Shield-Typen. Das Schutzschild der 47-cm-Röhren wiegt 5 Pounds = 2,268 kp, das der 59-cm-Röhre $7^1/_2$ Pounds = 3,4 kp. Das Gewicht der Bildröhre wird durch den Schutzschild also um 30 ··· 37% erhöht. Bei der Fertigung soll der Ausschuß beträchtlich sein. Das Klebemittel hat einen gleichen Lichtdurchdringungsfaktor wie Glas, so daß die aus der Bildröhre kommenden Lichtstrahlen nicht abgelenkt werden. Es ist ja keine Luftschicht zwischen Bildschirm und Schutzschild. Die Lichtreflexionen sind nur noch minimal. Da das Schutzschild konvex gekrümmt ist, wirken äußere Lichtquellen stark verkleinert und stören viel weniger als bei planen Schutzscheiben.
Als nächster Schritt wurde anstelle von Klarglas Filterglas für das Schutzschild verwendet. Es tritt zwar ein Helligkeitsverlust ein, da die Filterfarbe aber auf die Leuchtschicht abgestimmt ist, wird er teilweise wieder kompensiert. Der Kontrast wird erhöht. Die Lichtstrahlenreflexion ist ein Minimum. Sylvania verwendet Graufilter. Derartige in Europa verbreitete Typen sind die 19 ASP 4, 19 BCP 4 und 23 SP 4.
Ein weiterer Fortschritt war es, als die Oberfläche des Schutzschildes satiniert wurde, d. h., es wurden kleinste Quarzkristalle aufgebracht, deren Durchmesser kleiner als der Bildpunkt ist. Hierdurch wird die Reflexion von äußeren Lichtstrahlen unterbunden. Diese Antireflexionsröhren haben die Buchstaben AR vor der Typenbezeichnung, also AR 19 ASP 4 und AR 23 SP 4. Durch die Quarzkristalle tritt aber eine gewisse leichte Verwischung der Konturen, eine Weichzeichnung ein. Um dem zu begegnen, wurde von Sylvania die Satinierung durch einen „Velvetone"-Belag auf dem Schutzschild ersetzt. Die 19 AYSP 4 und die 23 AYSP 4 sind solche Velvetone-Bildröhren.

Schutzschilde und Schutzhauben aus Kunststoff

Das hohe Gewicht der Schutzscheiben und Schutzschilde aus Glas ließ den Wunsch entstehen, den leichteren Kunststoff zu verwenden. Ein Ersatz der Schutzscheiben durch Kunststoff ist unzweckmäßig. Denn um eine ebenso plane Scheibe wie aus Glas zu erhalten, muß die Kunststoffscheibe sehr dick sein; sie wird also sehr teuer. Hinzu kommt, daß die Oberfläche sehr empfindlich gegen Beschädigung und Kratzer ist.
Die Herstellung eines Schutzschildes aus Kunststoff dagegen ist vielversprechend. Es gibt verschiedene Lösungen: aufgeklebte Schutzschilde wie bei den Bonded-Shield-Röhren oder Schutzhauben. Auf jeden Fall wird verlangt, daß die Kunststoffschilde und -hauben die gleiche Sicherheit bieten wie eine 6 ··· 8 mm starke Schutzscheibe.
Wenn die Lichtbrechung beim Kunststoff und Bildröhrenglaskolben verschieden ist oder wenn gar noch ein (geringer) Luftzwischenraum zwischen beiden besteht, so entstehen leicht Lichtbrechungen und Reflexionen. Abhilfe bringt eine Satinierung der Innenfläche der Schutzhaube. Bei direkter Auflage ist Streulicht stark störend. Werden Innen- und Außenseite der Kunststoffhaube satiniert, so verdoppelt sich das Streulicht und auch die Lichtverluste. Das Bild ist dann nie besonders scharf, die Zeilen sind mehr oder weniger verschmiert. Würde man das Schutzschild in einem kleinen Abstand von der Bildröhre anbringen, so ergäben sich durch die Aufhängung und Anbringung der Schutzhaube sowie die Dichtung des Zwischenraumes gegen Staub und Rauch beträchtliche konstruktive Schwierigkeiten und hohe Kosten.
Von Kunststoffschutzschilden und Schutzhauben müssen folgende Forderungen erfüllt werden, damit sich eine Anwendung lohnt:

a) Der Implosionsschutz muß möglichst vollkommen sein.

b) Der Kunststoff muß glasklar sein und gute optische Eigenschaften haben, die sich auch im Laufe des Betriebes nicht verändern.

c) Die Herstellung muß billig und die Montage einfach sein.

Von den Hamburger Kunststoffwerken Wilhelm Cornehl wurde eine Kunststoffhaube auf PVC-Grundlage (Polyvenylchlorid) entwickelt. Dem Material werden ölhaltige Weichmacher

mit hohem Molekulargewicht sowie Licht- und UV-Stabilisatoren beigemischt. Dieser Kunststoff wird von den Chemischen Werken Hüls hergestellt und unter dem Namen Astralon vertrieben. Das Material ist weich, fast gummiartig, glasklar und soll sich auch nach Jahren nicht eintrüben und nicht vergilben. Diese Schutzhaube wird über die Bildröhrenfrontscheibe gezogen und schmiegt sich infolge ihrer Elastizität eng an. Es können sich aber Verfärbungserscheinungen (Newtonsche Ringe) einstellen. Eine Satinierung der Innenseite der Schutzkappe (Quarzkristalle von 10 μm Durchmesser, die als Mikrolinsen wirken) kann das verhüten. Gegen Reflexionen hilft eine Satinierung der Außenseite der Schutzhaube.
Der Abstand Leuchtschicht—äußere Grenzfläche der Schutzhaube beträgt etwa 8 mm. Die Streuwirkung der Satinierung wird entsprechend eingestellt. Die Schutzhaube wiegt ungefähr den zehnten Teil von einer Sicherheitsglasscheibe.
Die französische Firma Sovirel fertigt ein Schutzschild aus Polystyrol, das mit einem Kunstharzkleber von Doco (USA) auf die Frontscheibe der Bildröhre geklebt wird. Das Kunststoffschild soll etwa 40% des Preises eines Bildröhrenkolbens kosten.
In England wurde von der Firma I C I, Hertfoldshire, ein Schutzschild auf der Grundlage von Acryl-Polymerisaten unter dem Namen „Diakon" entwickelt. Es wird im Spritzgußverfahren, der Form der Frontscheibe der Bildröhre genau entsprechend, hergestellt und mit dem Bildschirm durch den Kleber „Tensolim" befestigt. Letzterer ist lichtaktiviert und UV-gehärtet. Der Kleber wird nur geliefert, wenn eine Lizenz genommen wird. Der Kitt ist stets plastisch. Das Schutzschild für eine 43-cm-Bildröhre wiegt nur 1,35 kp. Will man das Schutzschild entfernen, so erhitzt man auf 200 ··· 300 °C; dann wird das Schutzschild weich und kann abgezogen werden.
Um die folgenden Methoden zu verstehen, muß man einmal die Teile, aus denen ein Bildröhrenkolben besteht, betrachten. Die drei Teile des Kolbens sind: Bildröhrenfrontplatte, Kolbentrichter oder Konus und Hals. Diese drei Teile werden zusammengeschmolzen. Besonders kritisch ist die Schmelzzone zwischen Konus und dem Rand der Frontplatte. Denn hier können kleine, feinste Haarrisse entstehen, die sich durch äußere Einwirkungen (Stoß, Schlag usw.) plötzlich schlagartig vergrößern und eine Implosion herbeiführen. Beim Bildschirm selbst nimmt eine Implosion fast nie ihren Ausgang. Es sei denn, daß ein Stein hineingeworfen wird.

Trichterschutz aus Kunststoff

Nun sagten sich französische Firmen (in Zusammenarbeit mit Philips): Vielleicht genügt es, den Kolbentrichter und Frontplattenrand zu schützen. Der Kolben der Bildröhre wird mit einem glasfaserverstärkten Polyesterüberzug versehen. Nur das Bildfenster selbst ist frei; es besteht aus gefärbtem Filterglas. Um den Rand der Frontplatte ist ein Metallband mit vier Ösen (zum Aufhängen der Röhre im Gehäuse) geschlungen. Es scheint so, als ob hier schon feste Fabrikationsaussichten vorliegen, denn man hat bereits eine Typenbezeichnung für diese Röhre: AW 59-11 W. Sie enthält im übrigen das System der AW 59-91 und hat auch deren Daten.

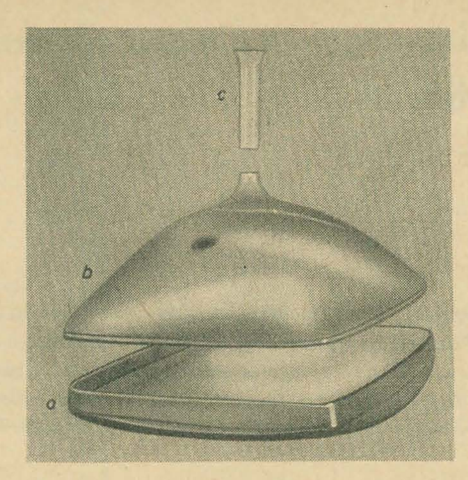


Bild 1: Die drei Teile eines Bildröhrenkolbens a) die Bildröhrenfrontplatte b) der Kolbentrichter mit dem Anoden-Hochspannungsanschluß c) der Kolbenhals

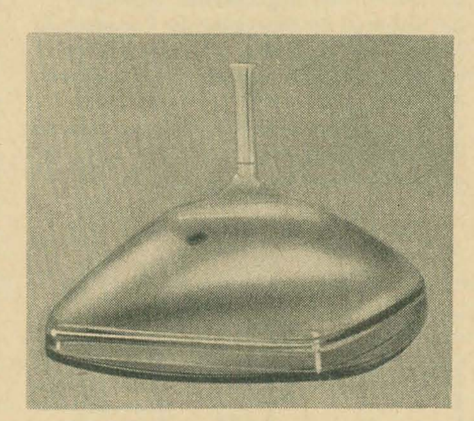


Bild 2: Der fertige Bildröhrenkolben; die drei Teile sind miteinander verschmolzen

Bildröhren mit Metallband

Da in erster Linie die Schmelzzone zwischen Kolben und Frontscheibenrand in Gefahr ist, müßte es genügen, diese Stelle zu schützen. So legte die Firma Sovirel um diese „kritische Zone" einen Metallkragen aus 0,8 mm starkem Tiefziehblech. Der Zwischenraum zwischen Metallband und Glas wird mit einem Material ausgefüllt, das denselben Wärmeausdehnungskoeffizienten hat wie Glas, z. B. mit Schwefel. Derartige Röhren sind gut implosionsgeschützt. Bei der Montage ist aber darauf zu achten, daß sie weder unter Druck noch unter Zug stehen.
Der beschriebene Bildröhrenkolben von Sovirel soll unter dem Namen „Solidex-Bildröhrenkolben" auf den Markt kommen. Die Firma gibt an, daß bei einer Fertigung von 300000 Kolben jährlich der Investitionsaufwand nur etwas über $^1/_3$ desjenigen bei Twin-Paneel-Röhren beträgt.

Zusammenfassung und Ausblick

Wenn man alle bekannt gewordenen Lösungen betrachtet und gegeneinander abwägt, so ergibt sich folgendes:
Bei allen Lösungen gibt es gegenüber der üblichen Schutzscheibe einen Vorteil: Die Bildröhre rückt weiter vor, und die Gehäusetiefe kann verringert werden. Schutzschilde aus Glas (Bonded Shields) sind zwar leichter als Schutzscheiben, haben aber ein größeres Gewicht als solche aus Kunststoff. Die Abdichtung des Bildschirmes gegen Staub und Rauch ist bei Schutzschilden besser als bei Schutzscheiben. Schutzschilde aus Kunststoff können durch Alterung vergilben und ihre Transparenz verschlechtern. Zusätzliche Chemikalien sollen das verhüten. Inwieweit das auf Jahre hinaus gelingt, muß die Zukunft erweisen. Es fehlen ja noch die notwendigen jahrelangen Erfahrungen. Kunststoffe sind an der Oberfläche empfindlicher gegen Beschädigungen (Kratzer beim Säubern der Oberfläche) als Glas. Die letztgenannten Nachteile treten nicht auf bei Bildröhren, bei denen der Bildschirm selbst keinen Kunststoffüberzug hat, wie bei der AW 59-11 W und der Solidex-Bildröhre.
Die Bonded-Shield-Bildröhren werden schon seit Jahren produziert. In Westdeutschland wurden sie nicht übernommen; dagegen werden sie in großem Umfange von den österreichischen Gerätefabriken verwendet. Alle übrigen Verfahren sind noch nicht in die Fertigung gelangt. Selbst auf der Pariser Bauelementeausstellung war keine Röhre mit Implosionsschutz ausgestellt. Als Termin für ihr Kommen wurde Januar 1963 genannt. Auch die westdeutschen Röhrenfabriken werden wahrscheinlich zu diesem Zeitpunkt damit auf dem Markt erscheinen. Die Frage ist aber noch nicht entschieden, ob sich alle vier Hersteller auf eine Art einigen, oder ob die Werke verschiedene Wege gehen. Zumindest scheint sicher zu sein, daß die AW 59-11 W von Valvo gebracht wird. Auf der Wiener Frühjahrsmesse war eine implosionsgeschützte Röhre nach dem Metall-Spannband-Verfahren nach Sovirel ausgestellt, und zwar von der Wiener Vertretung von Telefunken. Ungarn dagegen soll eine Lizenz und die Technologie der englischen Methode übernommen haben. Es scheint, als ob auf diesem Gebiete noch alles in Fluß ist.

Funktion und Dimensionierung von elektronischen Zählschaltungen mit Kaltkatoden-Relaisröhren

Dipl.-Ing. JOACHIM KULLMANN

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin

Für die Steuerungs-, Regelungs- und Meßtechnik im Rahmen der Automatisierung werden in immer größerem Umfang Zählschaltungen benutzt. Elektronische Zähler haben gegenüber mechanischen Zählern eine sehr viel höhere Zählgeschwindigkeit, keinen Verschleiß, und damit eine lange Lebensdauer. Die Verwirklichung elektronischer Zählprinzipien kann auf verschiedene bekannte Arten erfolgen. Die vorliegende Arbeit behandelt elektronische Zählschaltungen mit der Kaltkatoden-Relaisröhre Z 5823. Informationen über den Aufbau und die Funktion dieser Röhrenart sind radio und fernsehen 17 (1957) zu entnehmen.

Die Funktion von Zählketten mit Kaltkatoden-Relaisröhren

Elektronische Zählschaltungen werden meist als dekadische Zähleinheiten mit jeweils zehn Röhren aufgebaut. Über Koppelstufen können mehrere Dekaden in Reihe geschaltet werden. Selbstverständlich ist auch das Zählen in beliebigen anderen Zahlensystemen möglich. Die Grundschaltung einer Dekade zeigt Bild 1:

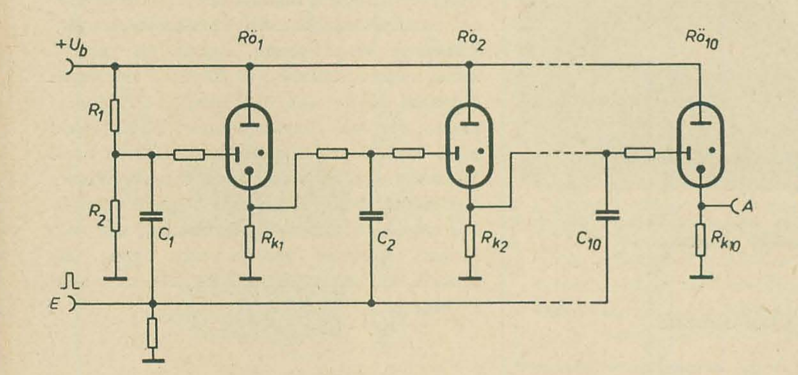


Bild 1: Grundschaltung einer Zähldekade

Die Spannung U_b liegt unterhalb der Zündspannung der Hauptstrecke bei einem Starterstrom $I_{St} = 0$. Über den Spannungsteiler R_1, R_2 gelangt an den Starter von Rö$_1$ eine Vorspannung, die unterhalb der Starterzündspannung liegt. Trifft am Eingang E der erste Impuls ein, addiert sich dieser zur Startervorspannung, so daß die Startstrecke zündet und die Hauptentladung in Rö$_1$ eingeleitet wird. Alle anderen Röhren können nicht zünden, da die Impulsamplitude der Zählimpulse kleiner als die Starterzündspannung der Röhren sein muß. Der nun über dem Katodenwiderstand R_{k1} durch den Anodenstrom von Rö$_1$ entstehende positive Spannungsabfall dient vorbereitend als Startervorspannung für Rö$_2$, so daß sie bei dem zweiten eintreffenden Impuls zündet. Beim zehnten Impuls führen schließlich alle Röhren Strom und der an R_{k10} liegende Spannungsabfall liefert am Ausgang A das Kriterium dafür, daß am Eingang E zehn Impulse eingetroffen sind.

Zählschaltung mit Löschung

Für viele Zwecke ist es erwünscht, daß bei jedem neu eintreffenden Impuls die vorhergehende Stufe der Zählkette wieder gelöscht wird. In der Schaltung nach Bild 1 würde dann z. B. nach dem fünften Zählimpuls nur Rö$_5$ Strom führen. Für die Löschung der Stufen werden zwei Möglichkeiten angeführt. Bei beiden ist die Erzeugung der Vorspannung für die erste Stufe des Zählers besonders zu beachten. Es muß nämlich erreicht werden, daß nach dem Zünden der ersten Röhre die Vorspannung am Starter dieser Stufe während des Zählvorgangs soweit erniedrigt wird, daß die weiteren eintreffenden Impulse die erloschene erste Röhre nicht wieder erneut zünden.

Eine Methode ist der Einsatz eines spannungsabhängigen Widerstands (Herwid-Widerstände der Keramischen Werke Hermsdorf oder VDR-Widerstände von Valvo) im Spannungsteiler R_1, R_2 nach Bild 2 in Verbindung mit einem gemeinsamen Anodenvorwiderstand R_v für alle Röhren:

Hat Rö$_1$ noch nicht gezündet, so liegt am Spannungsteiler R_1, R_2 annähernd die Betriebsspannung U_b. Ist nach Eintreffen des ersten Impulses Rö$_1$ stromführend, so erniedrigt sich die am Spannungsteiler liegende Gesamtspannung um den Spannungsabfall über R_v, hervorgerufen durch den Anodenstrom von Rö$_1$. Deshalb wird der Spannungsteiler R_1, R_2 von U_b aus gesehen immer hinter R_v angeschlossen. Die Spannungserniedrigung am Starter von Rö$_1$ wird nun wesentlich durch den spannungsabhängigen Widerstand R_1 unterstützt, da er bei abnehmender Spannung seinen Widerstand erhöht.

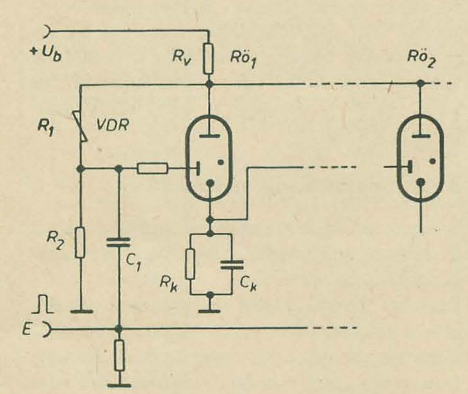


Bild 2: Erzeugung der Startervorspannung für die erste Stufe der Zählkette (mit VDR-Widerstand)

Eine weitere Methode zur Erniedrigung der Startervorspannung an Rö$_1$ nach dem ersten Zählimpuls ist das Einfügen eines gemeinsamen Katodenwiderstandes R_{k_G} für alle Röhren in der Zählkette (Bild 3).

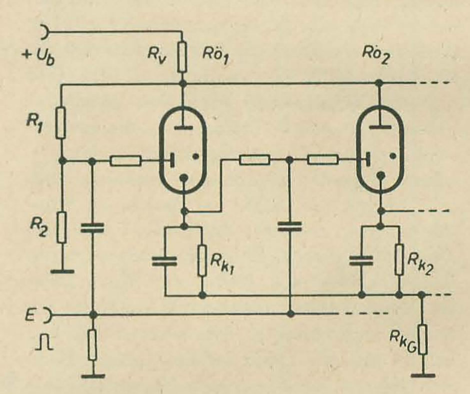


Bild 3: Erniedrigung der Startervorspannung für Rö$_1$ durch Widerstand R_{k_G}

Nach Zündung der ersten Röhre verkleinert sich die am Spannungsteiler liegende Spannung wieder um den Spannungsabfall über R_v. Das am Starter von Rö$_1$ wirksame Potential (zwischen Starter und Katode) wird weiterhin durch den gemeinsamen Katodenwiderstand R_{k_G} erniedrigt, da der Anodenstrom einer jeweils gezündeten Röhre immer über R_{k_G} fließen muß. Der dabei über R_{kG} entstehende Spannungsabfall spannt auch die Katode von Rö$_1$ positiv vor. Um diesen Betrag wird aber das zwischen Starter und Katode von Rö$_1$ wirksame Potential erniedrigt, so daß eine Zündung dieser Stufe während des weiteren Zählvorgangs verhindert wird.

Löschung mit Koppelkondensator

Die Löschung der jeweils vorhergehenden Stufe der Zählkette kann durch Koppelkondensatoren C_χ erfolgen, die die Katoden benachbarter Röhren untereinander verbinden (Bild 4).
Nachdem $Rö_1$ gezündet hat, lädt sich C_{χ_1} auf die über R_{k1} liegende Spannung auf. Zündet $Rö_2$, so liegt Punkt B auf dem gleichen Potential wie Punkt A. Dieser Zustand ist aber nur möglich, wenn sich C_{χ_1} entlädt. Der dabei über R_{k1} fließende Entladestrom macht die Katode von $Rö_1$ so stark positiv, daß das zwischen Anode und Katode dieser Röhre liegende Potential die Brennspannung unterschreitet; die Röhre erlischt.

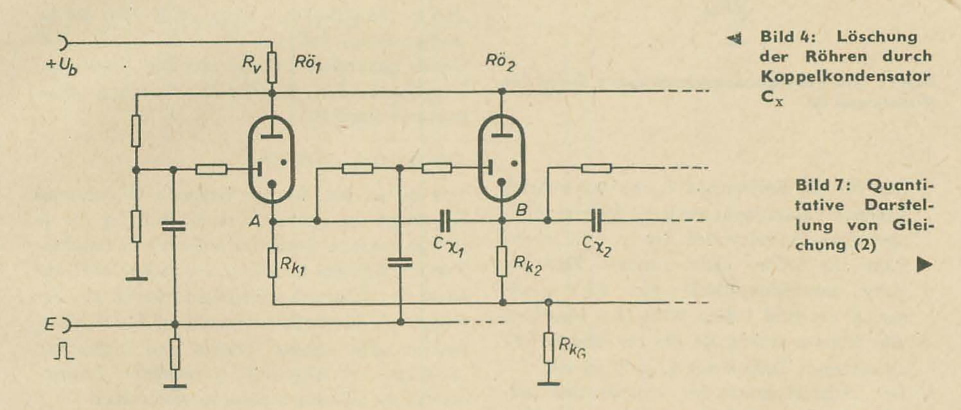


Bild 4: Löschung der Röhren durch Koppelkondensator C_x

Bild 5: Löschung der Röhren durch Kondensator C_k und Widerstand R_v

Löschung mit Katodenkondensator

Bei dieser Schaltungsvariante erfolgt die Löschung durch einen parallel zum Katodenwiderstand R_k liegenden Kondensator C_k im Verein mit dem gemeinsamen Anodenvorwiderstand R_v (Bild 5):
Der erste Impuls zündet $Rö_1$. Der fließende Anodenstrom i_{a1} legt die Katode von $Rö_1$ auf die positive Spannung $i_{a1}(R_{k1} + R_{kG})$. An der Anode von $Rö_1$ liegt nun die Spannung $U_b - i_{a1} \cdot R_v$. Der Kondensator C_{k1} ist auf die Spannung $i_{a1} \cdot R_{k1}$ aufgeladen. Beim Eintreffen des zweiten Impulses zündet $Rö_2$. Da der nicht aufgeladene Kondensator C_{k2} im ersten Moment einen Kurzschluß darstellt, ist R_{k2} unwirksam. Dadurch ist i_{a2} besonders groß (dieser Momentanwert sei mit $\hat{i}_{a2}$ bezeichnet), wodurch ein weiterer Spannungsabfall über R_v entsteht. Da C_{k1} noch aufgeladen ist und die Katode von $Rö_1$ auf positives Potential legt, ist momentan die für $Rö_1$ wirksame Anodenspannung um dieses Potential und um den zusätzlichen Spannungsabfall $R_v \cdot \hat{i}_{a2}$ erniedrigt. Wird dabei die Brennspannung unterschritten, erlischt Röhre 1. Daraus ist eine grundlegende Tatsache zu entnehmen: Die Zeit der Unterschreitung der Brennspannung an einer zu löschenden Röhre muß gleich oder länger der Entionisierungszeit sein. Folgende Dimensionierungshinweise für die Bemessung des Katodenkondensators C_k lassen sich daraus ableiten (diese Überlegung gilt auch für die Löschung mit Koppelkondensator):
Die Entionisierungszeit der Z 5823 beträgt

$$t_d \approx 500\ \mu s$$

Die Katodenwiderstände R_k (Rechnung siehe weiter unten) betragen 3 kΩ. Im Zündmoment von $Rö_2$ wird $Rö_1$ stromlos und C_{k1} beginnt sich über R_{k1} zu entladen. Die exponentielle Spannungsabnahme an C_{k1} muß so erfolgen, daß während der Entionisierungszeit ein gewisses Potential an der Katode von $Rö_1$ nicht unterschritten wird, um ein erneutes Zünden dieser Stufe zu verhindern.

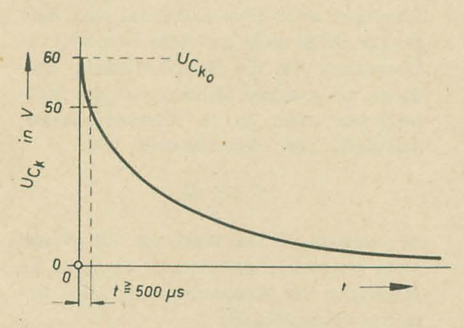


Bild 6: Spannungsverlauf am Kondensator C_k nach Löschen der Röhre

In einer aufgebauten Schaltung betrug $U_{C_{k1}}$ im eingeschwungenen Zustand 60 V. Wird eine Entladung während des Löschvorgangs bis auf 50 V zugelassen, so entstehen folgende Verhältnisse (Bild 6):
Die eingetragene Zeitspanne t muß mindestens gleich der Entionisierungszeit sein. Sinkt die Spannung an C_k schneller ab, so wird das die wirksame Anodenspannung bestimmende Potential zwischen Katode und Anode die Brennspannung schon innerhalb der Entionisierungszeit wieder erreichen, wodurch die Röhre erneut zündet.

Für die Kondensatorentladung nach Bild 6 gilt:

$$U_{C_k} = U_{C_{k_0}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \qquad (1)$$

Bezieht man den Wert $\tau = R \cdot C$ und die Spannung $U_{C_{k_0}}$ auf die Größe 1, so wird aus (1) in normierter Form:

$$\frac{U_{C_k}}{U_{C_{k_0}}} = e^{-\frac{t}{\tau}} \qquad (2)$$

Diese Funktion hat den quantitativen Verlauf nach Bild 7.

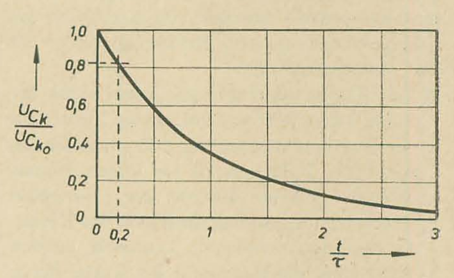


Bild 7: Quantitative Darstellung von Gleichung (2)

Wie schon geschildert, muß an der Katode von $Rö_1$ eine Spannung $\geqq$ 50 V mindestens für die Dauer von 500 µs anliegen, wobei sich C_{k1} über $R_{k1} = 3$ kΩ exponentiell entlädt. Da 60 V auf Grund der Darstellung im Bild 7 gleich 1 ist, hat die angesetzte Spannung 50 V den Wert 0,83. Auf der Abszisse ergibt das einen Wert

$$\frac{t}{\tau} = 0{,}2 \qquad (3)$$

Dieser Wert muß der Forderung entsprechend aber $\geqq$ 500 µs sein.
Für τ ergibt sich dann:

$$\tau = 5 \cdot 500\ \mu s = 2{,}5 \cdot 10^{-3}\ s \qquad (4)$$

Aus der bekannten Beziehung $\tau = R \cdot C$ errechnet sich dann der mindestens erforderliche Wert des Katodenkondensators C_k zu:

$$C_k = \frac{\tau}{R_k} = \frac{2{,}5 \cdot 10^{-3}\ F}{3 \cdot 10^3} \qquad (5)$$

$$C_k \approx 0{,}8\ \mu F$$

In einer aufgebauten Versuchsschaltung trat bei Katodenkondensatoren $\leqq$ 0,5 µF ein unsicheres Löschen der Röhren auf, ein Ergebnis, das den theoretisch ermittelten Wert bestätigt.
Es können vorteilhafterweise Elektrolytkondensatoren verwendet werden, da sich die Polarität des Spannungsabfalls über den Katodenwiderständen nicht ändert. Deshalb ist diese Art der Löschung der Röhren dem Verfahren mit Koppelkondensator (s. Bild 4) vorzuziehen, da an diesem die Polarität während des Zählvorgangs wechselt und demzufolge hier Elektrolytkondensatoren mit ihren äußerst vorteilhaften kleinen Abmessungen nicht verwendet werden können.

Einfluß der Schaltelemente im Starterkreis

Der Koppelkondensator für die Zählimpulse

Es handelt sich um die Kondensatoren C_1 bis C_{10} in der Schaltung nach Bild 1. Der durch die Kondensatoren gelangende Impuls addiert sich zur Startervorspannung und zündet die Röhre. Das ist nur der Fall, wenn die Impulsdauer an der Starterelektrode länger als die Ionisierungszeit von etwa 20 µs ist. Dabei genügt es aber nicht, auf den Eingang E Im-

pulse von 20 μs Breite und einer Amplitude zu geben, die mit der Startervorspannung addiert die Starterzündspannung ergibt, wie es in einigen Veröffentlichungen angegeben wird. Es muß nämlich berücksichtigt werden, daß die Impulse durch das Ankoppelnetzwerk differenziert werden. Dadurch liegt eine entsprechende Spannungsamplitude nicht mehr während der gewünschten Zeit am Starter. Da die ohmschen Widerstände des Netzwerkes (s. weiter unten) kaum geändert werden können, ergibt sich für die Optimierung des Problems nur eine Vergrößerung der Zählimpulsamplitude oder/und der Kapazität des Ankoppelkondensators. Beiden Methoden ist eine Grenze gesetzt:

a) Die Zählimpulsamplitude kann nicht beliebig vergrößert werden, da sie kleiner als die Starterzündspannung sein muß. Ist das nicht der Fall, zünden bei einem Impuls mehrere Röhren (die mit der niedrigsten Starterzündspannung innerhalb der Kette). Ist die Impulsamplitude zu niedrig, zünden nicht mehr die Röhren in der Kette, die in der Starterzündspannung etwas höher liegen. Daraus geht die Einhaltung eines optimalen Wertes hervor, der in der angeführten Schaltung bei etwa 65 V_{ss} liegt. Die Startervorspannung beträgt dabei 70 V. Bei statischer Betrachtung liegen dabei am Starter 70 + 65 = 135 V. Das gilt aber nur für das Einschaltmoment, da durch die Differenzierung die Spannung exponentiell abklingt. Damit für die Dauer der Ionisierungszeit die am Starter liegende Spannung die Starterzündspannung U_{ZSt} nicht

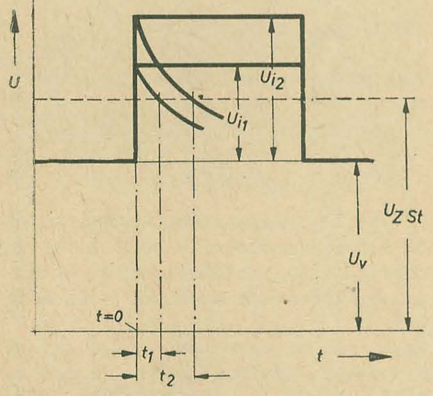


Bild 8: Schaltvorgänge im Starterkreis beim Zünden einer Röhre

unterschreitet, muß also die Summe von Startervorspannung U_v + Zählimpulsspannung U_i bei den gegebenen Verhältnissen im Zeitpunkt t = 0 wesentlich höher sein als die statische Starterzündspannung selbst (Amplitude U_{i2} im Bild 8 mit zugehöriger Abfallflanke und der wirksamen Zeit $t_2 \geq 20\,\mu$s):

Diese Untersuchungen wurden experimentell bestätigt. Bei einer Zählimpulsamplitude von 50 V und einer Startervorspannung von 70 V trat keine Zündung der Röhren mehr ein, obwohl die Summe beider Spannungen von 120 V die Starterzündspannung der Z 5823 übersteigt. Für diesen Fall geht aus Bild 8 hervor, daß bei der Impulsamplitude U_{i1} auf Grund der Impulsdifferenzierung im Ankoppelnetzwerk

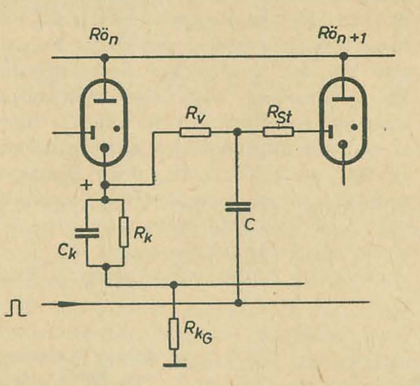


Bild 9: Die Vorspannungsübertragung durch den Widerstand R_v

nur für die Zeitspanne t_1 die am Starter liegende Gesamtspannung die Starterzündspannung überschreitet. Da $t_1 < 20\,\mu$s ist, kann die Röhre nicht zünden. Erst bei einer Impulsamplitude von 65 V (entspricht im Bild 8 dem Wert U_{i2}) zündeten alle Röhren sicher, da die für diesen Fall entstehende Zeitspanne $t_2 > 20\,\mu$s ist.

b) Der Schnittpunkt der exponentiell abfallenden Impulsflanke mit der Starterzündspannung von 90 V kann auch durch Vergrößerung des Zündimpulsübertragungskondensators nach rechts verschoben werden (s. Bild 8), weil dadurch die Zeitkonstante des wirksamen Differenziergliedes größer wird. Der Kondensator kann aber nicht beliebig vergrößert werden, da er bis zum nächsten Zünden der Röhre entladen sein muß, um ein sicheres Arbeiten auch bei hohen Zählfrequenzen zu gewähren. Weiterhin darf die Starterstrecke strommäßig nicht überlastet werden, da die Kondensatorladung, die der Spannungsdifferenz zwischen Zählimpulsspannung und Starterbrennspannung entspricht, als Stromstoß in die Starterstrecke gelangt. Deswegen kann diese Kapazität auch eine gewisse Größe nicht unterschreiten, weil zur Übernahme auf die Hauptentladung wiederum ein gewisser Mindestwert des Starterstroms nötig ist (s. Übernahmekennlinienfeld). Ein Kapazitätswert von

$$C \approx 2\ \text{nF}$$

ist ausreichend. Der Wert von 500 pF soll nicht unterschritten werden, da dann die Einleitung der Hauptentladung nicht immer gewährleistet ist.

Werden die abzuzählenden Impulse kapazitiv in die Zählschaltung eingekoppelt, spielt die Impulspolarität am Eingang E der Zählschaltung keine Rolle. Die Schaltung braucht also nicht mit positiven Impulsen gesteuert zu werden, wie es in mehreren Veröffentlichungen allgemein angegeben wird. Denn unabhängig von der Impulspolarität entsteht durch die Differenzierung in jedem Fall eine positive und eine negative Impulsflanke. Im Fall positiver Impulse wird die Röhre durch die Impulsvorderflanke gezündet, und bei negativen Impulsen am Eingang E wird die jeweilige Röhre lediglich durch die Impulsrückflanke gezündet. Das ist aus den bekannten Vorgängen der Impulsdifferenzierung ohne weiteres ersichtlich.

Der Startervorwiderstand

Der direkt am Starter liegende Widerstand R_{St} dient der Starterstrombegrenzung, da es sich ja um eine Gasentladungsstrecke handelt. Für ein sicheres Arbeiten der Röhre darf anhand des Übernahmekennlinienfeldes ein bestimmter Starterstrom nicht unterschritten werden. Aus diesem Grunde und wegen der im folgenden Abschnitt dargelegten Zusammenhänge soll der Startervorwiderstand

$$R_{St} = 10 \cdots 100\ \text{k}\Omega$$

betragen. In einem Versuchsaufbau trat bei Werten zwischen 1 ··· 2 MΩ keine Zündung der Hauptstrecke mehr ein.

Der Koppelwiderstand zur Vorspannungsübertragung

Der positive Spannungsabfall über dem Katodenwiderstand einer stromführenden Röhre wird über einen Widerstand R_v dem Starter der folgenden Röhre zugeführt (Bild 9). R_v muß viel größer sein als R_{St}, R_k und R_{k_G}, damit die über C gelangenden Zählimpulse nicht von den niederohmigen Widerständen R_k und R_{k_G} nach Masse abgeleitet werden und damit am Starter unwirksam sind. Es ist zu empfehlen:

$$R_v \approx 500\ \text{k}\Omega,$$

da R_k und R_{k_G} in der Größenordnung von einigen Kiloohm liegen und R_{St} 10 ··· 100 kΩ beträgt.

Praktischer Aufbau eines fünfstufigen Ringzählers

Wird eine n-stufige Zählkette als Ringzähler geschaltet, so zündet der n-te Impuls Stufe n in der Schaltung. Der (n + 1)te Impuls zündet

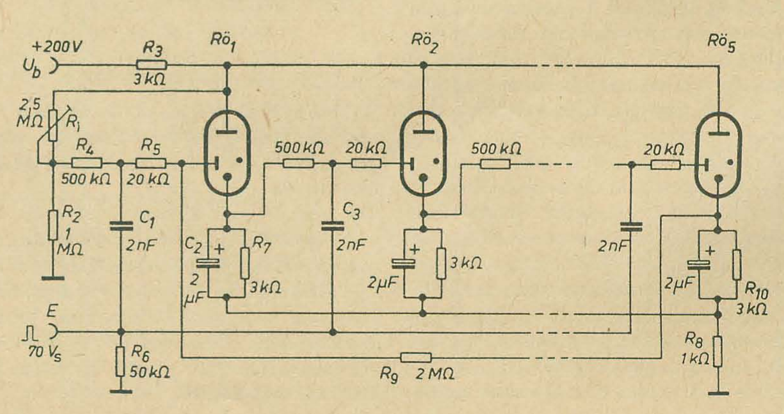


Bild 10: Vollständige und erprobte Ringzählschaltung mit Z 5823

dann wieder die erste Röhre der Zählkette, wobei die letzte Röhre n erlischt; die Zählkette schaltet erneut von Stufe zu Stufe durch.

Koppelwiderstand von der letzten zur ersten Stufe der Zählkette

Die Zählkette nach Bild 10 arbeitet wie schon beschrieben. Hat beim 5. Impuls $Rö_5$ gezündet, so wird der über R_{10} entstehende Spannungsabfall als Startervorspannung zur Röhre 1 zurückgeführt, so daß diese beim sechsten Impuls zündet.
Der Koppelwiderstand R_9 muß sehr hochohmig sein, damit der erste an $Rö_1$ eintreffende Impuls nicht über die niederohmigen Widerstände R_8 und R_{10} nach Masse abgeleitet wird. R_9 kann aber nicht beliebig vergrößert werden, da das Spannungsteilerverhältnis $(R_2 + R_4) : R_9$ beachtet werden muß (R_5 wird vernachlässigt). Wird R_9 zu groß gewählt, sinkt die von $Rö_5$ an $Rö_1$ gelieferte Startervorspannung ab, so daß $Rö_1$ beim zweiten Impulsdurchgang nicht zündet; die Schaltung arbeitet nicht mehr als Ringzähler. Der günstigste Wert für R_9 wurde mit 2 MΩ ermittelt bei einer Startervorspannung von 65 V für $Rö_1$ sowie R_4 = 500 kΩ und R_2 = 1 MΩ. Die richtige Abstufung dieser Werte untereinander ist für die Funktion der Schaltung als Ringzähler entscheidend, weil $(R_2 + R_4) : R_9$ für eine richtige Vorspannung von Röhre 5 her verantwortlich ist und andererseits R_9 die vom Spannungsteiler R_1, R_2 gelieferte Vorspannung für den Starter von $Rö_1$ beeinflußt. Es wird empfohlen, sich an die ermittelten Werte (Bild 10) zu halten. Eine direkte Verbindung von der letzten zur ersten Röhre der Zählschaltung, wie es in einer Veröffentlichung angegeben wurde, macht die Zählkette funktionsunfähig.

Praktischer Schaltungsaufbau

Katoden- und Anodenvorwiderstand

Die Betriebsspannung wird mit U_b = 200 V angesetzt. Der Anodenstrom einer gezündeten Röhre soll 20 mA betragen. Die Brennspannung der Z 5823 ist 65 V. Die Bestimmung der nötigen Widerstände ist nun äußerst einfach:
Die Startervorspannung der $Rö_1$ soll nach dem ersten Impuls durch einen gemeinsamen Katodenwiderstand R_{kG} um 20 V erniedrigt werden (s. auch den Abschnitt „Zählschaltung mit Löschung"). Für R_{k_G} gilt dann:

$$R_{k_G} = \frac{20\ \mathrm{V}}{20 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{A}}$$

$$R_{k_G} = 1\ \mathrm{k\Omega}$$

Da die Startervorspannung mit 70 V angesetzt wird, muß über den Katodenwiderständen R_k eine Spannung von $70\ \mathrm{V} - U_{R_{k_G}} = 50\ \mathrm{V}$ abfallen. Damit ist:

$$R_k = \frac{50\ \mathrm{V}}{20 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{A}}$$

$$R_k = 2{,}5\ \mathrm{k\Omega}$$

In die Schaltung wurden 3-kΩ-Widerstände eingesetzt. Über dem gemeinsamen Anodenwiderstand R_v (im Bild 10 R_3) muß nun nach dem Maschensatz folgende Spannung liegen:

$$U_{R_3} = U_b - U_{Brenn} - U_{R_k} - U_{R_{k_G}} \qquad (6)$$

$$= 200 - 65 - 50 - 20\ \mathrm{V}$$

$$U_{R_3} = 65\ \mathrm{V}$$

Für R_3 gilt dann

$$R_3 = \frac{65\ \mathrm{V}}{20 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{A}}$$

$$R_3 = 3{,}25\ \mathrm{k\Omega}$$

In die Schaltung wurde ein 3-kΩ-Widerstand eingesetzt. Wie im Abschnitt „Der Koppelkondensator für die Zählimpulse" unter a) erwähnt wurde, muß die Startervorspannung für $Rö_1$ ziemlich genau festgelegt werden. Aus diesem Grund ist der Widerstand R_1 im Spannungsteiler als Einstellregler ausgeführt.

Die Zählimpulseinkopplung

Für die einwandfreie Funktion der Zählschaltung ist der Widerstand R_6 (s. Bild 10) von entscheidender Bedeutung, sofern nicht über die Zählimpulsquelle eine Verbindung nach Masse vorliegt. Ist das nicht der Fall, dann zündet beim ersten Impuls Röhre 1. Dann sind alle Zündimpuls-Übertragungskondensatoren aufgeladen und weitere eintreffende Impulse werden nicht mehr auf die Starter der Röhren übertragen. R_6 schafft potentialmäßig eindeutige Verhältnisse und führt zum einwandfreien Zünden der einzelnen Röhren.
Die durch einen Zählimpuls aufgeladenen Kondensatoren müssen bis zum nächsten eintreffenden Impuls wieder entladen sein. R_6 wurde deshalb zu 50 kΩ bestimmt. Bei den 2-nF-Kondensatoren entsteht damit eine Zeitkonstante von

$$\tau = R \cdot C$$

$$= 5{,}0 \cdot 10^4 \cdot 2{,}0 \cdot 10^{-9}\ \mathrm{s}$$

$$\tau = 100\ \mu\mathrm{s}$$

Demzufolge sind die Kondensatoren nach etwa $3\tau = 300\ \mu s$ entladen. Da die Entionisierungszeit von 500 µs der Z 5823 die obere Zählfrequenz der Schaltung bestimmt, können unter den gegebenen Verhältnissen die Kondensatoren keine Impulse mehr integrieren, wodurch die Schaltung auch bei maximaler Impulsfolgefrequenz sicher arbeitet.
Diese Untersuchung wurde praktisch bestätigt, indem R_6 auf 50 MΩ extrem vergrößert wurde. Überstieg die Zählfrequenz am Eingang E der Schaltung ungefähr 2 Hz, so wurde die Kette nicht mehr von Stufe zu Stufe weitergeschaltet, was auch folgende Rechnung beweist:

$$R = 50\ \mathrm{M\Omega} \quad C = 2\ \mathrm{nF}$$

$$\tau = 50 \cdot 10^6 \cdot 2{,}0 \cdot 10^{-9}\ \mathrm{s}$$

$$\tau = 0{,}1\ \mathrm{s}$$

Sind die Kondensatoren nach $3 \cdots 4\tau$ entladen, kann folglich die Eingangsfrequenz bei einwandfreier Funktion der Schaltung höchstens 2 Hz betragen.

Die obere Zählfrequenz der Schaltung

Die physikalische Grenze für die maximale Zählfrequenz der Schaltung bildet die Entionisierungszeit der Z 5823 mit $t_d \approx 500\ \mu s$. Von der Röhre aus gesehen muß diese eine maximale Impulsfolgefrequenz von

$$f_{max} = \frac{1}{t_d} \qquad (7)$$

$$= \frac{1}{500 \cdot 10^{-6}}\ \mathrm{s}^{-1}$$

$$f_{max} = 2000\ \mathrm{Hz}$$

verarbeiten können.
Bei Zusammenschaltung mehrerer Röhren zu einer Zählkette gilt diese Frequenz aber auch als maximale Eingangsfrequenz für die Zählschaltung, obwohl bei einem n-stufigen Zähler eine Röhre nur f_{max}/n-mal zündet. Für die frequenzmäßige Betrachtung innerhalb der Schaltung muß jedoch immer das Zusammenwirken zweier benachbarter Röhren zugrunde gelegt werden, weshalb der oben angeführte Ausdruck f_{max}/n pro Stufe nicht überschritten werden kann.
Auf den Eingang E der Zählkette wurden positive Multivibratorimpulse von 70 V_{ss} gegeben. Die Impulsfolgefrequenz wurde erhöht, bis einige Röhren nicht mehr zündeten bzw. unregelmäßig arbeiteten. Die kurz vor Eintreten dieses Zustandes vom Multivibrator angegebene Frequenz wurde gemessen und als obere Grenzfrequenz der Zählschaltung angesetzt. Es war:

$$f_{max} = 1640\ \mathrm{Hz}$$

Die untere Grenzfrequenz einer solchen Schaltung ist selbstverständlich beliebig niedrig.
Eine Verkleinerung der Zeitkonstante der Katodenkombination bis zu einem Wert, der gerade noch die Löschung der Stufen herbeiführte (C_k = 0,6 µF), erhöhte die maximale Zählfrequenz der Schaltung nicht. Da die maximale Zählfrequenz von 1640 Imp/s bei C_k = 2 µF ermittelt wurde, ist demzufolge ein Katodenkondensator von 1 µF ausreichend.
Eine an der oberen Grenzfrequenz arbeitende Zählschaltung mit der Z 5823 läßt manchmal visuell ein scheinbar unregelmäßiges Arbeiten der Röhren erkennen. Es handelt sich jedoch um ein über die Zeit statistisch verteiltes Springen des Entladungszentrums auf der nicht völlig vom Glimmlicht bedeckten Katodenfläche, das in einer Zeiteinheit erfolgt, die unterhalb der Trägheitsgrenze des menschlichen Auges liegt. Daß die Röhren tatsächlich einwandfrei arbeiten, zeigte eine Oszillogrammaufnahme des Spannungsverlaufs über dem Katodenwiderstand jeder Röhre. Die hier periodisch auftretende Impulsfolgefrequenz betrug an der fünfstufigen Ringzählerschaltung 1/5 der Eingangsfrequenz.

Schlußbetrachtung

Dem Anwender von Kaltkatoden-Relaisröhren werden für den vorliegenden Zweck einige Hinweise gegeben, die Schwierigkeiten überwinden sollen, was für dieses relativ neue Bauelement besonders wichtig ist. Die Erfahrung hat wiederholt gezeigt, daß Mißerfolge beim Aufbau von elektronischen Zählschaltungen mit Kaltkatoden-Relaisröhren nicht selten sind.
Es wird gezeigt, daß bei sinnvoller Berücksichtigung der Ionisierungs- und Entionisierungszeit sowie der relativ starken Streuung der technischen Daten gasgefüllter Röhren eine sicher arbeitende Zählschaltung aufgebaut werden kann. Eine Stabilisierung der Betriebsspannung ist zu empfehlen, bei starken Netzspannungsschwankungen sogar erforderlich. Die Schaltungsdimensionierung muß an einigen Stellen sorgfältig erfolgen und es wird empfohlen, sich an die ermittelten und in praktischen Versuchsaufbauten erprobten Werte der vorliegenden Arbeit zu halten.

Tschechoslowakische Glimmröhren

Auf dem Gebiet der Elektronik gewinnen immer mehr Halbleiterbauelemente und Glimmröhren verschiedenster Ausführungsarten wegen ihres hohen (im Vergleich mit geheizten Röhren) totalen Wirkungsgrades an Bedeutung.
Im folgenden wird über die dekadische Glimmzählröhre 11 TU 7 und die dekadische Glimmziffernanzeigeröhre 10 TU 26 des Betriebes Tesla berichtet, mit denen der tschechoslowakischen Industrie und Forschung zwei Röhren mit hohem totalem Wirkungsgrad zur Verfügung stehen, die in Rechenmaschinen, Digitalmeßgeräten, Strahlungsmeßgeräten u. a. Geräten verwendet werden können.

Glimmzählröhre Tesla 11 TU 7

Die Glimmzählröhre 11 TU 7 ist eine dekadische gasgefüllte Zählröhre, die für die Verwendung in Rechenmaschinen und Meßgeräten bei einer Zählgeschwindigkeit bis 20000 Imp/s bestimmt ist [1].
Sie enthält in einem Glaskolben mit 12-Stift-Bakelitsockel zehn Haupt- und zehn Hilfskatoden. Während die Hauptkatoden jeweils einen eigenen Anschluß besitzen, genügt für alle Hilfskatoden ein Anschluß. An dem 12. Stift ist die Abschirmung und an den Führungsstift in der Mitte des Sockels die Anode der Glimmzählröhre angeschlossen. Die Röhre ist für axiale Betrachtung bestimmt.

Technische Daten

Betriebswerte

Betriebsgleichspannung	325 ··· 345 V
Zündspannung der Hauptkatode	max. 300 V
Brennspannung der Hauptkatode bei einer Betriebsgleichspannung von 320 V	max. 180 V
Katodenstrom	3,7 mA
Vorspannung der Hilfskatoden	75 V
Spannung der Abschirmung	90 V
Amplitude der negativen Steuerimpulse	120 V ± 15 V
Länge der Steuerimpulse	16 μs ± 4 μs
Katodenwiderstand	15 kΩ ± 5%
Katodenkondensator	5000 pF ± 20%
Anodenlastwiderstand	24 kΩ ± 2%
Ausgangsimpuls (Katode)	40 V

Grenzwerte

Betriebsgleichspannung	min. 325 V
Anodenstrom	min. 2,4 mA max. 5 mA
Spannung der Abschirmung	min. 75 V max. 110 V
Zählgeschwindigkeit	max. 20000 Imp/s

Es wird vorausgesetzt, daß beim Betrieb der Glimmzählröhre keine Verlängerung der Brenndauer einer Entladungsstrecke zustande kommt, denn sonst müßte der Katodenstrom auf ein Minimum verringert und die Glimmzählröhre periodisch einer zyklischen Belastung mit passender Frequenz (50 ··· 5000 Hz) unterworfen werden.
Die Glimmzählröhre 11 TU 7 ist ein Äquivalent der Röhren G 10/241 E oder CV 2223. Ihr maximaler Durchmesser beträgt 43,5 mm, die maximale Länge 72 mm und ihr maximales Gewicht 70 p.

Glimmziffernanzeigeröhre Tesla 10 TU 26

Die 10 TU 26 ist eine dekadische gasgefüllte Ziffernanzeigeröhre, die zur Ziffernanzeige in Meßgeräten u. ä. bis zu einer Anzeigegeschwindigkeit von 50000 Imp/s bestimmt ist [2].
Da die Röhre nur zur Anzeige des Standes der Zähldekaden dient, beeinflußt sie diese nicht. Die benötigte Ionisierungszeit beträgt 10 bis 100 μs. Um diese Zeit zu verringern, müssen die zwei Ziffernträger (Stifte 1 und 8) über einen 20-MΩ-Widerstand an die Betriebsgleichspannung gelegt werden. Die Grenzgeschwindigkeit eines Gerätes ist durch die Grenzzählgeschwindigkeiten der Zähldekaden gegeben. Wenn die maximale Anzeigegeschwindigkeit der Glimmziffernanzeigeröhre 10 TU 26 überschritten wird (über 50000 ··· 200000 Imp/s), verringert sich ihre Helligkeit, bis die Röhre gänzlich erlischt. Nach Unterbrechung oder Beendigung des Zählvorganges zeigt sie aber mit voller Helligkeit den gezählten Wert an.
Die Röhre enthält in einem Glaskolben mit Preßteller zehn selbständig ausgeführte Katoden, die die Form von 15 mm hohen Ziffern (1 ··· 0) haben, und eine wabenförmige Anode. Die Stifte der Röhre bilden einen (14-1) Sockel und sind auf einem Durchmesser von 16,4 mm angeordnet. Die Röhre ist für axiale Betrachtung bestimmt.

Technische Daten

Betriebswerte

Betriebsgleichspannung	170 V
Anodenspannung	130 V
Anodenlastwiderstand	20 kΩ
Katodenstrom	1,5 ··· 2,5 mA

Grenzwerte

Betriebsgleichspannung	min. 170 V max. 400 V
Katodenstrom	min. 1,5 mA max. 2,5 mA Imp. 4,0 mA
Umgebungstemperatur	—65 °C bis + 70 °C
Anzeigegeschwindigkeit	max. 50000 Imp/s

Die Glimmziffernanzeigeröhre 10 TU 26 kann auch mit einer pulsierenden Gleichspannung (220-V-Halbwellenwechselspannung), bei einer Verringerung der Helligkeit, betrieben werden; der notwendige Anodenwiderstand beträgt dann 47 kΩ.
Die Lebensdauer der Röhre beträgt (beim Weiterschalten auf eine andere Zahl einmal während 24 h) min. 1000 Stunden. Ihr maximaler Durchmesser ist 30,0 mm und die maximale Länge 34,25 mm.
Die Katoden der Glimmziffernanzeigeröhre 10 TU 26 sind übereinander angeordnet und genügend dünn, so daß das ganze Katodenpaket nur eine Tiefe von 9 mm in Anspruch nimmt. Die wabenförmige Anode, die zwischen den Katoden und dem Beobachter angeordnet ist, hat eine genügend große Wabenstruktur, so daß ein gutes Ablesen auf eine Entfernung von 10 m bei durchschnittlicher Beleuchtung gewährleistet ist. Die Katoden sind isoliert auf die zwei bereits erwähnten Ziffernträger aufgesteckt. Beim Anlegen einer genügend großen Spannung zwischen einer Katode und der Anode der Röhre, leuchtet die die Katode bildende Ziffer auf.

Literatur

[1] Kenndatenblätter der Firma Tesla
[2] Kubát, Deutsch — Indikačni výbojka Tesla 10 TU 26 (Glimmziffernanzeigeröhre Tesla 10 TU 26); Slaboproudý obzor 7 (1961) S. 412 ··· 418

Referate

Mit dem am 10. Juli 1962 gestartetem US-Satelliten Telstar sind erstmalig Direktübertragungen von Fernsehsendungen zwischen den Kontinenten durchgeführt worden. Fernsehsendungen von England bzw. Frankreich nach den Vereinigten Staaten und umgekehrt konnten mit Hilfe des Satelliten in guter Qualität empfangen werden. Das folgende Referat gibt einen Überblick über interessante technische Einzelheiten.

Anonym

Communications via Satellites

Electronic Engineering 6 (1962) S. 382 ... 387

In diesem Beitrag werden bemerkenswerte Einzelheiten über den amerikanischen Nachrichtensatelliten „Telstar" bekanntgegeben. Der Artikel umfaßt außerdem eine Beschreibung der Einrichtungen auf der Bodenstation der britischen Post in Goonhilly Doun (Cornwall), von denen die schwenkbare 26-m-Parabolantenne mit einem Gesamtgewicht von 870 Tonnen und ein Maser-Verstärker mit einer Bandbreite von 50 MHz bemerkenswert sind. Großes Interesse erwecken beim Fachmann vor allem die (leider kurzgehaltenen) Ausführungen über die Sender. Neben einem 10-kW-Klystronsender für 1725 MHz ist in Goonhilly ein 5-kW-Sender mit einer Hochleistungs-Wanderfeldröhre britischer Herkunft installiert.
Der „Telstar"-Satellit ist speziell für die praktische Erprobung von Nachrichtenverbindungen via aktive Satelliten zwischen Großbritannien und den USA bestimmt. Als vorgesehene Entfernung von der Erde werden 950 ··· 5600 km angegeben. Die Bahnparameter des „Telstar"

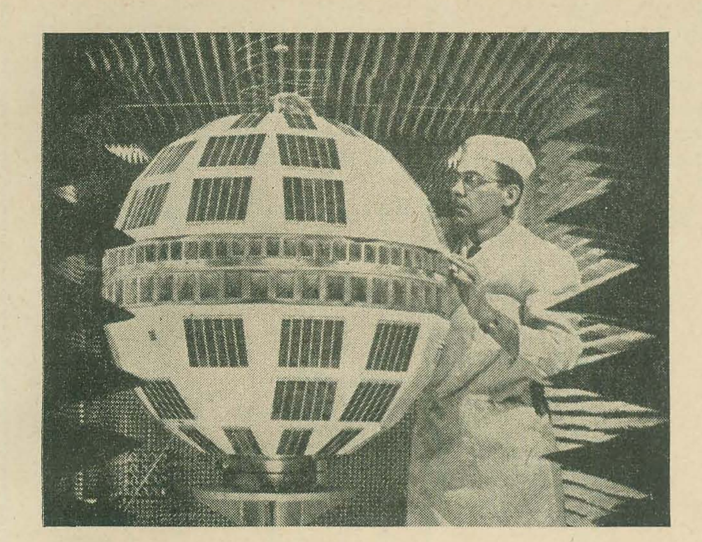


Bild 1: Der Satellit „Telstar" in nachgebildeter Raumumgebung

werden über eine spezielle Fernmeßfrequenz übertragen; Bakensignale von Telstar erleichtern die Verfolgung des Satelliten durch die Beobachtungs- bzw. Empfangsstationen. Spezielle, von der Erde ferngesteuerte Schalteinrichtungen setzen die Übertragungseinrichtungen des Satelliten in bzw. außer Betrieb. Dies geschieht, um unnötigen Energieverbrauch während jenes Zeitraums zu vermeiden, in dem sich der Satellit auf der entgegengesetzten Seite der Erde befindet.
Telstar hat etwa Kugelform (Bild 1) mit 84 cm Durchmesser und rund 75 kg Masse. Sein Gestell besteht aus Magnesium, seine Haut aus Aluminium, die mit Hilfe eines speziellen Behandlungsprozesses im Plasmastrahl mit Aluminiumoxyd überzogen wurde. Um den „Äquator" des Satelliten herum sind 72 Fazetten angeordnet, die größtenteils Sonnenzellen enthalten. Einige Fazetten tragen kleine Spiegel, die das Sonnenlicht reflektieren, um so die optische Beobachtung zu erleichtern. Ebenfalls in der „Äquator"-Ebene sind zwei Antennen für die Nachrichtenübertragung (beide Richtungen) angebracht. Ihre Richtwirkung in der Ebene ist annähernd gleichförmig, während die Strahlung in Richtung der Satelliten-„Pole" unterdrückt ist. Es war vorgesehen, Telstar eine Rotation von 180 min^{-1} beim Start zu erteilen, um eine gewisse Kreiselwirkung zu erzielen.
Andere Antennen sind an der Oberseite angebracht und „entfalteten" sich erst, nachdem eine Schutzkappe abgeworfen wurde. Sie dienen der Fernmessung, Fernsteuerung und Peilung. Während des aktiven Fluges übernehmen zwei kleine Peitschenantennen am Unterteil des Satelliten diese Funktion.
Telstar enthält insgesamt eine Röhre, 1064 Transistoren und 1464 Halbleiterdioden. Die Stromversorgung erfolgt aus 19 Ni-Cd-Akkumulatoren, die von 3600 Sonnenzellen auf der Satellitenoberfläche geladen werden. Die gesamte elektronische Einrichtung ist in Polyurethan eingegossen; der Behälter selbst wird im Satellitengestell mit Nylonseil aufgehängt. Die Temperatur des Behälters wird anhand der Wärmeabstrahlung kontrolliert und konstant gehalten.
Bild 2 zeigt das Blockschaltbild der Nachrichtenübertragungseinrichtungen (ohne Fernmeß-, Fernsteuer- und Bakenteil). Das Signal von der Erde gelangt auf der Frequenz 6390 MHz in einen Abwärtsfrequenzumsetzer, die entstehende Zwischenfrequenz beträgt 90 MHz. Sie wird in 14 Diffusionstransistoren bis zu 10^6fach verstärkt und der Ausgangspegel durch eine Verstärkungsregelung nahezu konstant gehalten. Nach einer zweiten Umsetzung auf 4170 MHz erfolgt eine nochmalige Verstärkung des Signals in einer Wanderfeldröhre (rund 5000fach), der Ausgangspegel beträgt 2,25 W. In dieser Röhre wird außerdem die Frequenz 4080 MHz auf rund 25 mW verstärkt und als Bakenfrequenz für genaue Peilungen über die Sendeantenne abgestrahlt.
Neben den Nachrichtenübertragungseinrichtungen enthält Telstar noch zahlreiche Fernmeßeinrichtungen, speziell zur Messung der Strahlung im Strahlungsgürtel um die Erde (Van-Allen-Gürtel) und der Sonnenstrahlung. Alle Geräte sind halbleiterbestückt, ihr Aufbau ist andeutungsweise beschrieben (keine schaltungstechnischen Einzelheiten).
Insgesamt werden 115 Meßwerte über den Zustand des Satelliten und seiner Umgebung auf der Frequenz 136 MHz mit 0,25 W auf Kommando übertragen. (Der betreffende Sender strahlt auch in den Pausen, um Peilungen zu ermöglichen). Die Übertragung erfolgt kodiert und in einem komplizierten pulscodemodulierten AM-FM-Signal; jeder Meßwert wird periodisch einmal jede Minute übertragen. Die Fernsteuersignale von der Erdstation werden über zwei Empfänger auf der Frequenz 120 MHz aufgenommen. Eine Schaltuhr soll das Abschalten der Bakenfrequenz nach zwei Jahren bewirken, damit diese Frequenz für andere Zwecke ohne Interferenzgefahr benutzt werden kann. *Streng*

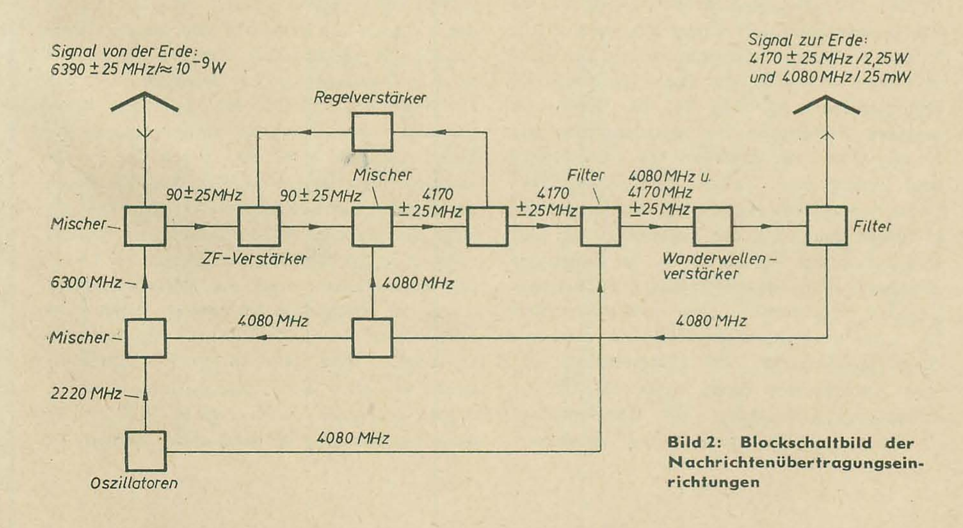


Bild 2: Blockschaltbild der Nachrichtenübertragungseinrichtungen

B. A. Gofmann und F. M. Jablonskij

Die Verwendung von Relaisröhren zum Steuern von Glimmzähl- und -schaltröhren

Radiotechnika 7 (1961) S. 60 ··· 63

In elektronischen Geräten werden häufig Glimmzähl- und Schaltröhren eingesetzt, die speziell für das Zählen im dekadischen Zahlensystem bestimmt sind.
Zum Bestücken von Impulsformern, die die dekadischen Zählröhren steuern, werden gewöhnlich Elektronenröhren oder Transistoren verwendet. Die Nachteile von Impulsformern mit Elektronenröhren sind die großen Abmessungen und ein großer Leistungsverbrauch; nachteilig bei Schaltungen mit Transistoren sind der teure Impulstransformator und der kleine Arbeitstemperaturbereich. Diese Nachteile besitzen mit Relaisröhren bestückte Impulsformer nicht. Sie haben einen kleinen Leistungsverbrauch, kleine Abmessungen und einen großen Arbeitstemperaturbereich. Im folgenden werden Schaltungen mit Relaisröhren TCh 5 B beschrieben, die die Eingangs- und Endstufen eines Zählgerätes mit dekadischen Zählröhren steuern.
Die sowjetische Industrie fertigt die Zweiimpuls-Niederfrequenz-Zählröhre OG 4 und die Glimmschaltröhre A 101, die für eine Zählgeschwindigkeit von 1 ··· 2 kHz ausgelegt sind, und die Einimpuls-Zählröhre OG 3 für eine Zählgeschwindigkeit bis 20 kHz. Im allgemeinen wird in der ersten Stufe des Zählgerätes mit dekadischen Zählröhren der Typ OG 3 und in den weiteren die Zählröhre OG 4 eingesetzt.
Das Prinzipschaltbild einer Steuerschaltung mit der Relaisröhre TCh 5 B für die dekadische Einimpuls-Zählröhre OG 3 ist im Bild 1 abgebildet.
Als Impulsformer mit Relaisröhren kann man einen getasteten Kippgenerator oder einen monostabilen Multivibrator benutzen. Die Schaltung mit einem getasteten Kippgene-

rator ist vorteilhafter, weil sie eine größere Amplitude des erzeugten Impulses, einen kleineren Ausgangswiderstand und eine kleinere Leistungsaufnahme aufweist und zur Bestückung nur eine Relaisröhre braucht.
Der getastete Kippgenerator, der mit $Rö_1$ (Relaisröhre TCh 5 B) bestückt ist, wird durch ein Signal, das zu den Eingangsklemmen geführt wird (die letzteren können an eine vorpezimpulsen sind. Zur Erweiterung des Arbeitsstrombereiches empfiehlt es sich aber, den Kondensator C_5 vier- bis sechsmal zu vergrößern. Das langsamere Anwachsen des Potentials der dritten Hilfskatode begünstigt eine Übertragung der Entladung von der zweiten auf die dritte Hilfskatode. Für das Glied R_4, C_4 ist das auf Grund der großen Ionenkopplung zwischen der Katode und der licht, eine kleine Aufladungszeitkonstante des Kondensators, die für einen Impuls mit genügend großer Amplitude auf der zweiten Hilfskatode der Zählröhre notwendig ist, zu erhalten.
Weiter unterscheidet sich die Schaltung im Bild 2 von der im Bild 1 nicht. Die Widerstände R_8 wurden in beiden Schaltungen zur Begrenzung des Glimmentladungsstromes von

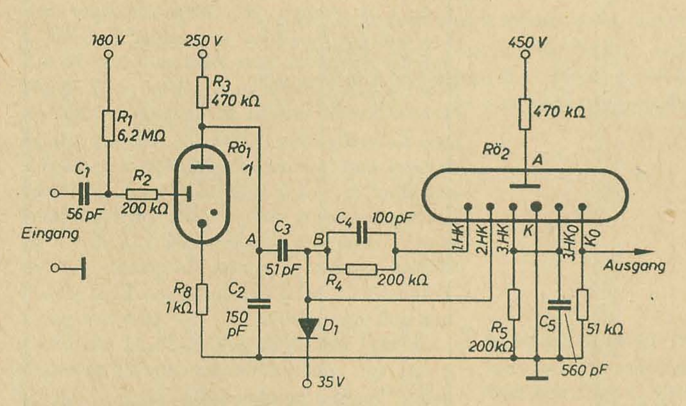


Bild 1: Prinzipschaltbild einer Steuerschaltung mit der Relaisröhre TCh 5 B für die dekadische Einimpuls-Zählröhre OC3; HK = Hilfskatode, K_0 = Weiterstellimpulskatode

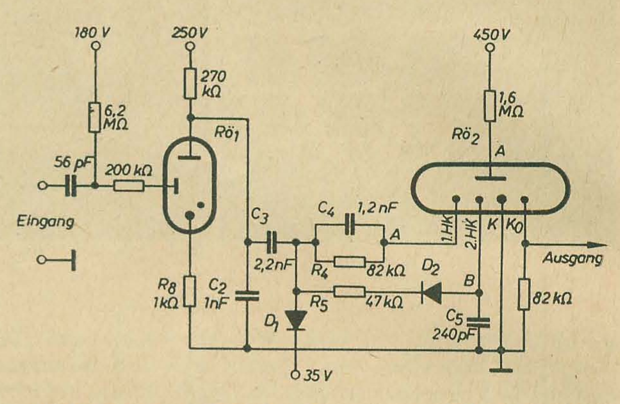


Bild 2: Prinzipschaltbild der Steuerung der dekadischen Zweiimpuls-Zählröhre OG 4

hergehende Zählschaltung mit Elektronenröhren oder Transistoren angeschlossen sein), getastet. Die TCh 5 B ist eine Relaisröhre mit Glimmentladung und einer hohen Eingangsempfindlichkeit. Das Signal, das zum Öffnen der Relaisröhre benötigt wird, wird durch den Vorionisationsstrom und C_1 und R_2 bestimmt und muß bei einer Impulsdauer von 10 μs minimal 10 ··· 15 V betragen. So ein Signal kann man leicht als Weiterstellimpuls von der Ausgangskatode (Weiterstellimpulskatode) einer dekadischen Zählröhre, mit der eine vorhergehende Zählschaltungsstufe bestückt ist, erhalten.
Für die erste Stufe aber, die mit einer höheren Frequenz arbeitet, ist es notwendig, den Mindestwert des Signals auf 25 ··· 30 V zu erhöhen. Die Notwendigkeit, das Eingangssignal zu erhöhen, ist durch die Verringerung der Anodenspannung und durch die Ladungsanhäufung am Kopplungskondensator C_1 gegeben.
Eine gute Eigenschaft der Relaisröhre TCh 5 B ist die große zugelassene Anodenspannung bei einer genügend niedrigen Bogenspannung. Sie erlaubt es, am Ausgang des Kippgenerators einen Impuls mit genügender Amplitude für die Steuerung einer Zählröhre zu erhalten. (Eine genügende Amplitude des Steuersignals mit anderen Relaisröhrentypen — TCh 3 B und TCh 4 B zu erhalten, ist nur durch Nacheinanderschalten zweier Relaisröhren möglich.)
Der negative Impuls wird von der Anode der $Rö_1$ über C_3 auf die erste und zweite Hilfskatode der dekadischen Zählröhre geleitet. Die dabei auftretende Verkürzung des Impulses entsteht durch das Aufladen des Kondensators C_3 durch die Ströme der ersten und zweiten Hilfskatode der Zählröhre und der Diode D_1. Die Parameter der Glieder R_4, C_4 und R_5, C_5 können dieselben bleiben, wie sie es für die Steuerung von Zählröhren mit Traersten Hilfskatode in ihrer Nachbarschaft nicht so wichtig. Die Ionenkopplung ist durch die lange Dauer der Glimmentladung zur Katode im Vergleich zur Dauer der Glimmentladung zur zweiten Hilfskatode bedingt.
Die Aufgabe der Diode D_1 ist es, die Gleichspannungskomponente im Punkt B zu erneuern. Die Schaltung mit der Diode im Bild 1 ermöglicht maximale Zählgeschwindigkeiten bis 5 kHz bei einem Arbeitsstrombereich der Zählröhre von 0,5 ··· 0,7 mA. Wenn man die Diode durch einen Widerstand von 300 ··· 500 kΩ ersetzt, fällt die Zählgeschwindigkeit beim gleichen Arbeitsstrombereich.
Für eine Verbesserung der Arbeitsbedingungen der Schaltung bei sehr niedrigen Zählgeschwindigkeiten (f) empfiehlt es sich, den Widerstand R_3 zu vergrößern, indem man ihn nach der Gleichung

$$R_3 \approx \frac{1}{4{,}5 \cdot f \cdot C_2}$$

berechnet.
Das Prinzipschaltbild der Steuerung der dekadischen Zweiimpuls-Zählröhre OG 4 ist im Bild 2 abgebildet. Der Kippgenerator mit $Rö_1$ ist dem vorher beschriebenen analog. Er unterscheidet sich von ihm nur durch die Werte der Kondensatoren C_2 und C_3, die durch die längeren Zeitdauern der Steuerimpulse, die für die Arbeit der Zählröhre OG 4 notwendig sind, bedingt sind. Um zwei zeitlich gegeneinander verschobene Impulse zu erhalten, wurde in dieser Schaltung die Differenzierung und Integration des von der Anode der Röhre des Kippgenerators abgenommenen Exponentialimpulses angewendet. Das Differenzierglied R_4, C_4 unterscheidet sich im Grunde nicht von einem gewöhnlichen. Im Integrierglied (R_5, C_5, D_2) wurde eine Diode verwendet, die die Entladungszeitkonstante des Kondensators $[C_5 (R_5 + R_{Sperr})]$ vergrößert und es ermög-
$Rö_1$ verwendet. Wenn auch der Entladungsstrom des Kondensators im Kippgenerator in Form eines sehr kurzen Impulses (2 ··· 3 μs) fließt, erreicht seine Amplitude Größenordnungen von 10 ··· 100 mA, was sich auf die Lebensdauer der Relaisröhre auswirken kann. Die maximale Zählgeschwindigkeit der Schaltung im Bild 2 beträgt 1 ··· 1,2 kHz.
In der gleichen Schaltungsweise können sehr niederfrequente Stufen ausgeführt werden. Bei Zählgeschwindigkeiten von 200 ··· 300 kHz und niedriger kann die Schaltung vereinfacht werden. D_1 wird dann gegen einen Widerstand von 0,8 ··· 1,0 MΩ ausgewechselt und das Integrierglied mit R_5 = 70 ··· 90 kΩ und C_5 = 600 ··· 700 pF bestückt. So wie in der vorangegangenen Schaltung empfiehlt sich die Veränderung des Anodenwiderstandes der Relaisröhre entsprechend der oben angeführten Gleichung.
Bei einer Erhöhung der Frequenz der Eingangsimpulse über 1 ··· 1,2 kHz zeigen sich Amplitude und Impulsdauer auf der zweiten Hilfskatode als unzulänglich, die Zählröhre zu steuern. Es ist möglich, eine Erhöhung der Zählgeschwindigkeit durch Impulsformung der Impulse für die erste und zweite Hilfskatode mit selbständigen Relaisröhren (wie es im Bild 3 gezeigt wird) zu erreichen.
Die Schaltung arbeitet wie folgt: Der Kippgenerator wird durch ein äußeres Signal getastet und $Rö_1$ gezündet. Der dadurch entstandene negative Impuls wird von der Anode der Relaisröhre auf die erste Hilfskatode geleitet und dient als erster Steuerimpuls. Gleichzeitig wird der negative Impuls von der Anode der $Rö_1$ verkürzt durch das Differenzierglied R_4, C_4 zur Hilfsanode der zweiten Relaisröhre $Rö_2$ geleitet und löscht ihre Vorionisationsentladung. Nach dem Ablauf des negativen Impulses wird die Vorionisationsentladung erneut gezündet. Dabei entsteht infolge des zwischen der Zündung und dem Brennen der

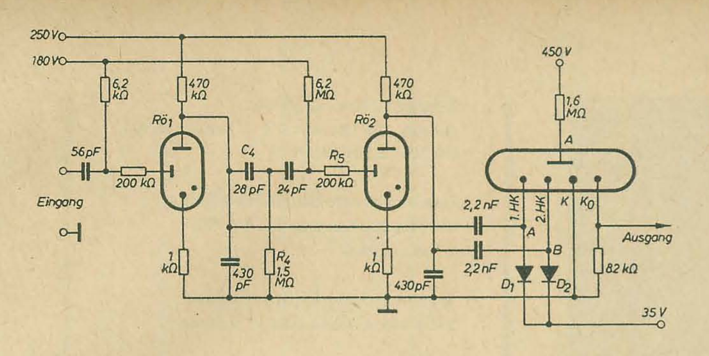


Bild 3: Diese Schaltung ermöglicht eine Erhöhung der Zählgeschwindigkeit durch Impulsformung der Impulse für die erste und zweite Hilfskatode mit selbständigen Relaisröhren

Vorionisationsentladung auftretenden Potentialunterschiedes eine Entladung der parasitären Strecke Hilfsanode—Anode und der anderen Kondensatoren, die über R_5 an die Hilfsanode von $Rö_2$ angeschlossen sind. Der zusätzliche Strom, der im Augenblick der Entladung zur Hilfsanode fließt, bewirkt die Zündung der Relaisröhre $Rö_2$ des zweiten Kippgenerators. Der entstandene Impuls wird von der Anode der Relaisröhre auf die zweite Hilfskatode der Zählröhre geleitet. Werden Bauelemente gleichen Wertes in beiden Kippgeneratoren verwendet, so unterscheiden sich die Impulse auf der ersten und zweiten Hilfskatode nur in der Phase, wodurch optimale Bedingungen zur Übertragung der Entladung auf die zweite Hilfskatode geschaffen sind. Die im Bild 3 abgebildete Schaltung arbeitet bis zu einer Zählgeschwindigkeit von 2 kHz.

Die Schaltungen der Bilder 2 und 3 können auch zur Steuerung der Glimmschaltröhre A 101 benutzt werden.

Ein dreistufiges Zählgerät, das nach den beschriebenen Schaltungen (mit einer maximalen Zählgeschwindigkeit von 4 ··· 5 kHz) mit einer dekadischen Zählröhre OG 3 und zwei Zählröhren OG 4 konstruiert wurde, hat einen Leistungsverbrauch von $\leq 3{,}5 \cdots 4$ W.

Fachbücher

Siegfried Pfüller

Halbleiter-Bauelemente neuer Technik

VEB Fachbuchverlag Leipzig

199 Seiten, 114 Bilder, Halbleinen 5,50 DM

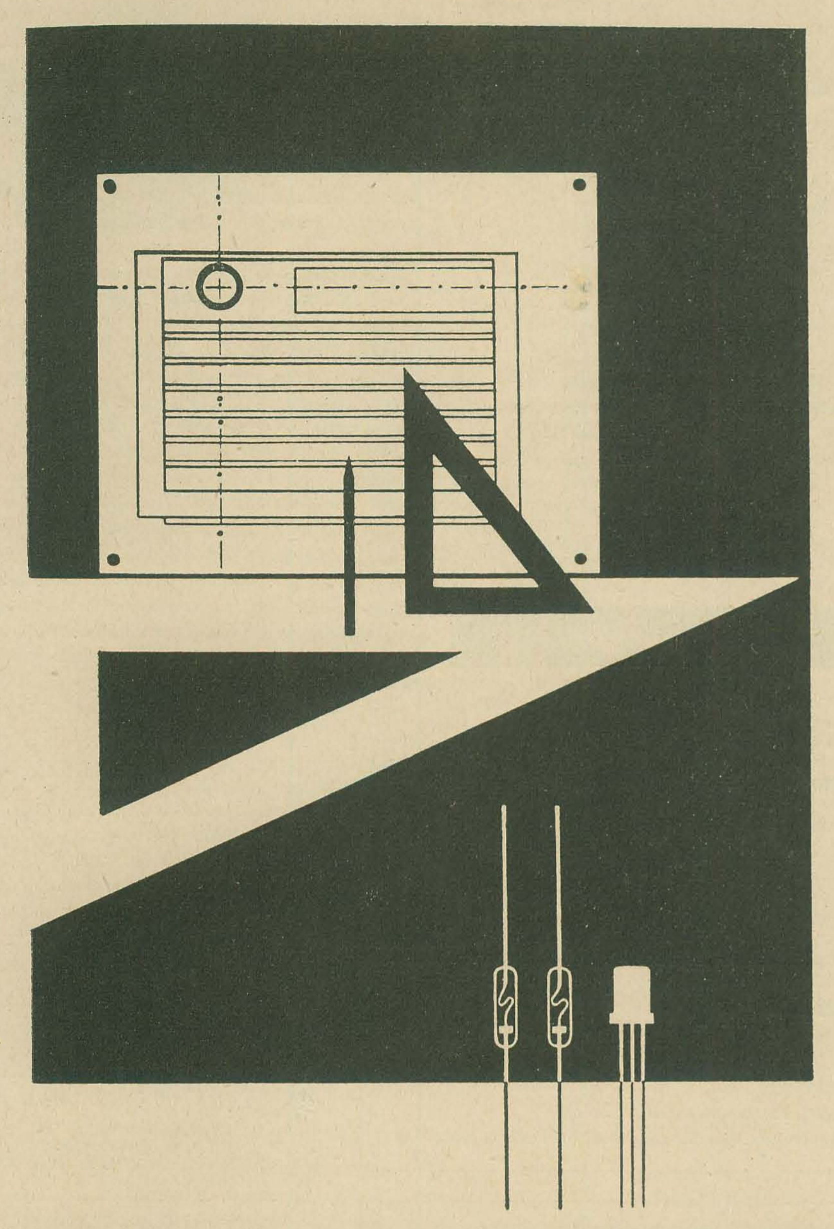
Das vorliegende Fachbuch gibt dem Leser die Möglichkeit, sich über das relativ neue und umfangreiche Gebiet der Halbleitertechnik zu informieren.

Es gliedert sich im wesentlichen in fünf Abschnitte, nämlich: Wirkungsweise von Halbleitern, technische Eigenschaften von Halbleitern, Herstellung von Halbleiterbauelementen, technische Anwendungen von Halbleiterbauelementen, Halbleiter und Licht, Halbleiterwiderstände.

Im ersten Abschnitt werden ausgehend von den physikalischen Grundlagen die Leitungsvorgänge in Halbleitergleichrichtern und Transistoren beschrieben. Danach folgt eine anschauliche Beschreibung von technischen Merkmalen und Eigenschaften der erwähnten Halbleiterbauelemente, wobei ein Vergleich zwischen Transistor und Röhre gezogen wird. In knapper, doch allgemeinverständlicher Form wird aus dem umfangreichen technisch-physikalischen Herstellungsprozeß das Grundsätzlichste erklärt, was man von der Technologie der Dioden und Transistoren wissen sollte. In den sich anschließenden technischen Anwendungen der Verstärker-Rundfunk-Fernseh- und Impulstechnik werden Grundschaltungen behandelt, die dem Leser einen gewissen Überblick über diese Gebiete vermitteln. Recht interessant und lesenswert sind die Abschnitte, in denen unter anderem Fotoelemente, Fototransistoren und Varistoren behandelt werden.

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß es dem Autor gelungen ist, eine empfindliche Lücke in der populärwissenschaftlichen Literatur zu schließen. Das Fachbuch erhebt keinen Anspruch auf wissenschaftliche Exaktheit und ist für jeden Leser mit Allgemeinbildung unbedingt zu verstehen.

Belter



Höchste Präzision auf kleinstem Raum

RFT

Wirtschaftlichere Herstellung, größere Betriebssicherheit und höhere Lebensdauer durch Einsatz von Halbleiterbauelementen in elektronischen Geräten, sind Tatsachen, auf die der fortschrittliche Entwicklungsingenieur bei der Lösung seiner immer schwieriger werdenden Aufgaben nicht mehr verzichten kann. Längst sind Germanium-Dioden, Gleichrichter und Transistoren wegen ihrer konstruktiven und schaltungstechnischen Vorteile zu unentbehrlichen Bauelementen geworden.

In allen Phasen der Produktion unserer Halbleiterbauelemente wird sorgfältig auf höchste Präzision geachtet.

Germanium-Dioden
OA 625, OA 626, OA 645, OA 665, OA 685, OA 705, sofort lieferbar

Germanium-Schaltdioden
OA 720, OA 721, OA 741, OA 780 sofort lieferbar

Germanium-Diodenpaare
2 O A 646, OAA 646, sofort lieferbar

Germanium-Diodenquartett
O 4 A 657, sofort lieferbar



VEB Werk für Fernsehelektronik
Berlin-Oberschöneweide, Ostendstraße 1–5

Ge-NF-Flächentransistoren 50 mW
OC 815, OC 816, ovale Bauform sofort lieferbar
OC 815, OC 816, OC 817, runde Bauform sofort lieferbar

Ge-NF-Flächentransistoren 100 mW
OC 821, OC 822, sofort lieferbar

Ge-HF-Flächentransistoren 1 MHz
OC 870, sofort lieferbar

Ge-Leistungstransistoren 4 W
OC 837, OC 838, 2 OC 836

Ge-Flächengleichrichter 10 A
OY 122, OY 125, sofort lieferbar

Si-Flächengleichrichter 1 A
OY 911 ··· OY 914, sofort lieferbar

Schülerübungsgerät
„Elektrik III — Halbleiter"
sofort lieferbar

Zu Sonderpreisen sofort lieferbar:

GDT-Dioden
Germanium-Dioden
für Lehr- und Amateurzwecke

Ge-Flächentransistoren
LA 25, LA 50, LA 100, LA 1, LA 4, LA 30

Diese Transistoren eignen sich speziell für Lehr- und Amateurzwecke, können aber jederzeit auch in anspruchsvolleren Schaltungen eingesetzt werden.

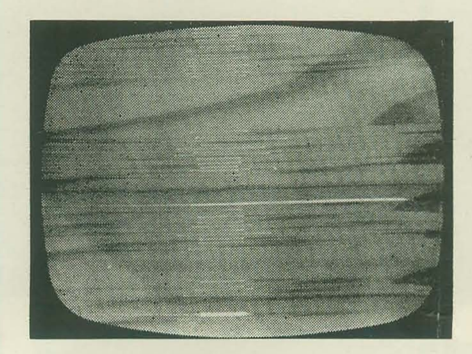


VEB
Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)
Frankfurt (Oder) Markendorf

Im einschlägigen Fachhandel erhältlich

Fernsehbildfehler VI

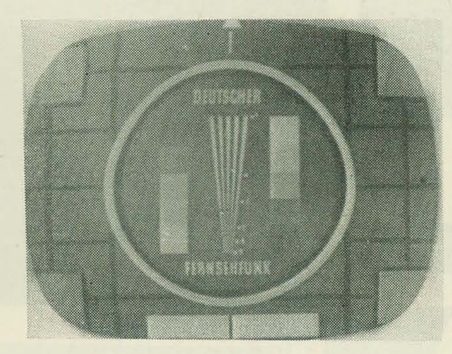
Zusammengestellt von KARL-HEINZ FINKE



Fehler
Kein Bild, in der Mitte sind kleine waagerechte Striche sichtbar

Ursache
Schwungradkreis ist verstimmt

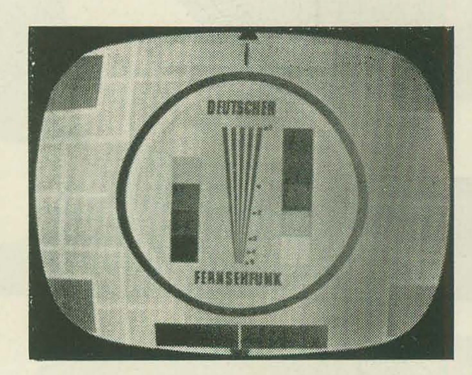
Fehlerbeseitigung
Schwungradkreiskondensator auswechseln



Fehler
Bild ist negativ

Ursache
Videodiode ist falsch gepolt, Videoendstufe arbeitet nicht

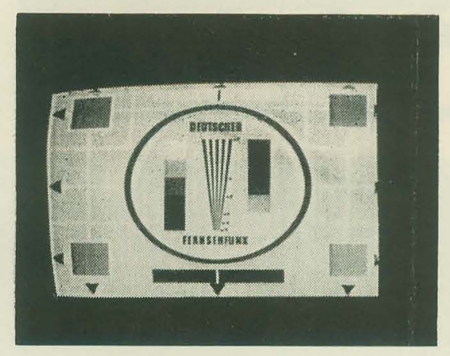
Fehlerbeseitigung
Videodiode umlöten, Videoendstufe untersuchen (R_{12} beim Nordlicht)



Fehler
Eine Bildseite ist heller als die andere

Ursache
Diode für die Dunkeltastung ist defekt

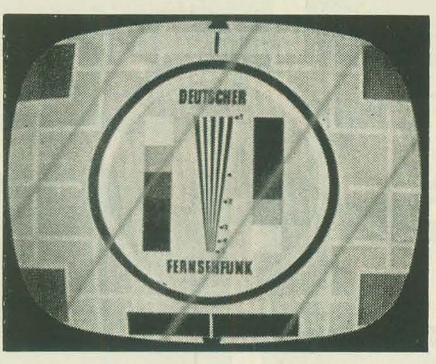
Fehlerbeseitigung
Diode wechseln



Fehler
Bild ist zu klein

Ursache
Bild- und Zeilenablenkung sind zu gering

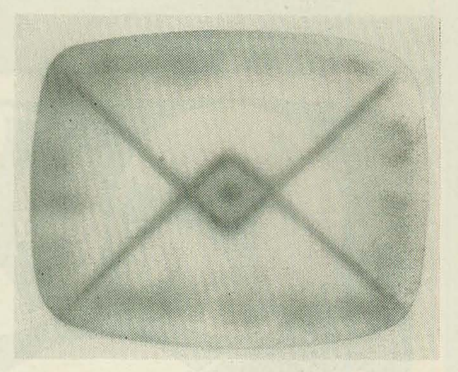
Fehlerbeseitigung
Boosterdiode wechseln, Netzspannung und Anodenspannung prüfen



Fehler
Schräge, schwarze Linien durchlaufen das Bild. Sie können sich auch aufrichten und nach rechts bzw. links über das Bild laufen

Ursache
Anderer Fernsehsender stört

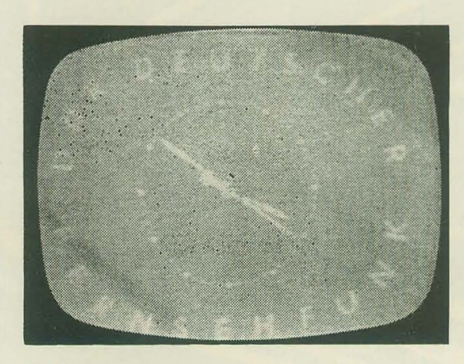
Fehlerbeseitigung
Antennenrichtung verändern, stärker bündelnde Antenne verwenden



Fehler
Auf der Bildfläche erscheint eine Abbildung, die der Rückseite eines Briefumschlages ähnelt

Ursache
Einbrand durch positive Ionen

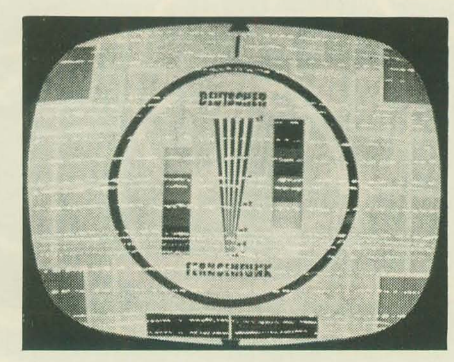
Fehlerbeseitigung
Bildröhre austauschen



Fehler
Verrauschtes Bild, Ton gut. Kontrast läßt sicht auf Null regeln

Ursache
Getastete Regelung ist defekt

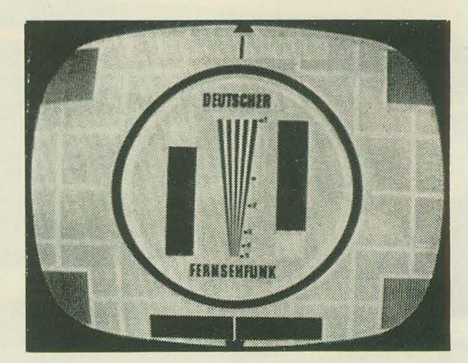
Fehlerbeseitigung
Regelung untersuchen



Fehler
Feine, weiße Punkte sind über das Bild verteilt

Ursache
Hochspannung sprüht

Fehlerbeseitigung
Gerät in einem dunklen Raum auf Sprühstellen untersuchen. Auf Unterbrechung am Hochspannungsstecker achten



Fehler
Trotz ausreichender Grundhelligkeit erscheint das Bild zu dunkel und ohne Grauwerte

Ursache
Übersteuerung

Fehlerbeseitigung
Wenn Regelspannung in Ordnung ist, kontrollieren, ob alle Röhren (EF 80) im ZF-Teil regeln. Antennenleistung verringern



Das tschechoslowakische Außenhandelsunternehmen KOVO stellt auf der Internationalen Messe Brno – Tschechoslowakei vom 9. bis 23. September 1962 folgende TESLA-Erzeugnisse aus:
Transistorenempfänger in Taschen-, Handtaschen- und Tischausführung
Netzempfänger jeder Art und Größe
Netz- und Transistor-Tonbandgeräte
Fernsehempfänger modernster Konstruktion als Tisch- oder Standgerätausführung
Mikrofone, Lautsprecher, Lichtquellen, Radiobestandteile für die Transistoren und Fernsehtechnik, Röhren und viele andere Erzeugnisse von Weltniveau
TESLA
Alle diese Erzeugnisse werden im Pavillon C, II. Galerie, zur Schau gestellt!
Verlangen Sie eingehende Auskünfte und Prospekte!
Ausfuhr durch:
KOVO
Praha 7, trída Dukelskych hrdinu 47,
TSCHECHOSLOWAKEI